



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FIN DE GRADO

**TITULO DEL TFG:** Array antena SIW 24 GHz para radar de automóviles

**TITULACIÓN:** Grado de Telecomunicaciones, especialidad Sistemas de Telecomunicaciones

**AUTOR:** Joaquim Rosselló Fabregat

**DIRECTOR:** Fermin Mira Pérez

**SUPERVISOR:** Jordi Mateu Mateu

**FECHA:** 21 de mayo de 2015

**Titulo:** *Array antena SIW 24 GHz para radar de automóviles*

**Autor:** Joaquim Rosselló Fabregat

**Director:** Fermin Mira Pérez

**Supervisor:** Jordi Mateu Mateu

**Data:** 21 de mayo de 2015

## Resumen

En este trabajo se ha diseñado, simulado y construido una agrupación plana de antenas sobre tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW) para un radar de automóvil de 24 GHz. El software utilizado en el proceso de simulación, parametrización y optimización fue Ansoft HFSS. Es una de varias herramientas comerciales utilizadas para el diseño de la antena, y el diseño de elementos RF.

La tecnología SIW consiste en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico a partir de hacer unas vías en el sustrato y metalizándolas. La antena diseñada consta de dos sustratos, el primero tendrá las vías metalizadas y en una de sus placas metálicas estará ranurado y el segundo solamente tendrá parches acoplados a las ranuras. La agrupación constará de dos elementos radiantes unidos por un divisor SIW con una transición microstrip-SIW tipo taper, también diseñado en este proyecto. Estos dos elementos que une el divisor son 2 agrupaciones lineales, separadas  $\lambda/2$ , de 4 elementos radiantes. Las agrupaciones están compuertas por elementos simples alternados con el centro de la guía para compensar los  $180^\circ$  de desfase que aparece en la onda estacionaria y separados  $\lambda/2$ . Estos elementos se componen de una ranura en el primer sustrato desplazada una distancia respecto al centro de la guía SIW y un parche en el segundo sustrato acoplado a la ranura. A partir del diseño de la antena final se ha generado un artículo y presentado in Proceedings of IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 16-19 November 2014, Antibes (France).

La agrupación plana diseñada ha sido construida con una microfresadora-taladradora y medida en una cámara anecoica con el fin de verificar el buen funcionamiento de la antena. La antena a 24 GHz propuesta presenta niveles de ganancia de 13.53 dB, un ancho de haz en el plano H de  $25^\circ$ , un ancho de haz en el plano E de  $48^\circ$ , una relación delante-atrás de 35.44 dB y una relación de lóbulo principal a secundario de 13.71 dB.

**Title:** Substrate integrated waveguide aperture coupled patch antenna array for 24 GHz wireless backhaul and radar applications

**Author:** Joaquim Rosselló Fabregat

**Director:** Fermin Mira Pérez

**Supervisor:** Jordi Mateu Mateu

**Date:** May, 21th 2015

## Overview

In this project a flat antenna array on Substrate Integrated Waveguide technology (SIW) has been designed, simulated and built to be used in automotive radar at 24 GHz. The software used in the simulation, configuration and optimization was Ansoft HFSS. It is one of several commercial tools used to design the antenna and RF elements.

SIW technology consists of integrating a waveguide within a dielectric substrate by using rows of metalized vias. The proposed antenna consists of two substrates, the first will have the rows of metalized vias and one of its metal plates is edged and the second substrate includes patch antenna elements that are aperture coupled to the other substrate. The array will consist of two rows of radiating elements joined by a divider in SIW technology that has a microstrip-SIW taper transition. More specifically, the divider joins two linear arrays of 4 radiating elements separated  $\lambda / 2$ . Each of these linear arrays of 4 elements are formed by slot coupled patch antennas where the slots are shifted with respect to the center of the waveguide to compensate for the  $180^\circ$  offset that appears in the standing wave and separated  $\lambda / 2$ . These individual radiating elements consist of slots in the first substrate shifted a distance relative to the center of SIW waveguide and a patch on the second substrate coupled to the slot.

The planar array has been built using a milling machine and characterized in an anechoic chamber in order to check its performance. The proposed antenna has gain levels of 13.53 dB at 24 GHz, a beam width of  $25^\circ$  in the H plane, a beam width of  $48^\circ$  in the E plane, a front-to-back ratio of 35.44 dB and a ratio of primary to secondary lobe of 13.71 dB.

The work performed during this project has give rise to an international conference paper that appears in the Proceedings of IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 16-19 November 2014, Antibes (France).

# Índice

<b>Capítulo 1: Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1    Objetivo del proyecto.....	1
1.2    Herramientas empleadas .....	1
1.3    Organización del proyecto.....	2
<b>Capítulo 2: Características generales sobre antenas ..</b>	<b>3</b>
2.1    Introducción.....	3
2.2    Parámetros fundamentales de las antenas .....	3
2.2.1    Impedancia .....	4
2.2.2    Coeficiente de reflexión .....	5
2.2.3    Diagrama de radiación.....	6
2.2.4    Directividad .....	8
2.2.5    Ganancia .....	8
2.2.6    Polarización .....	9
2.2.7    Ancho de banda.....	10
2.3    Tipo de antenas .....	10
2.3.1    Antenas lineales .....	11
2.3.2    Antenas de apertura .....	11
2.3.3    Antenas planas .....	14
2.3.4    Agrupación de antenas .....	14
<b>Capítulo 3: Características del radar .....</b>	<b>15</b>
3.1    Introducción.....	15
3.2    Funcionamiento del radar.....	15
3.3    Arquitectura seleccionada .....	16
3.4    Consideraciones para el diseño de la antena .....	16
<b>Capítulo 4: Teoría SIW.....</b>	<b>18</b>
4.1    Introducción.....	18
4.2    Estructura física .....	18
4.3    Modos soportados por la estructura .....	19
4.4    Análisis teórico .....	21
4.5    Consideraciones de diseño .....	23
4.5.1    Red de alimentación .....	24
4.5.2    Diseño de ranuras .....	29
4.5.3    Diseño de parches.....	30

<b>Capítulo 5: Diseño y simulación .....</b>	<b>32</b>
5.1 Introducción.....	32
5.2 Arquitectura de la antena .....	32
5.3 Diseño de antena SIW .....	33
5.3.1 Antena SIW: Elemento radiante unitario.....	33
5.3.2 Antena SIW 1x2.....	41
5.3.3 Antena SIW 1x4.....	45
5.3.4 Divisores.....	49
5.3.5 Antena SIW 2x4.....	54
<b>Capítulo 6: Fabricación y medidas .....</b>	<b>59</b>
6.1 Introducción.....	59
6.2 Fabricación.....	59
6.3 Medidas.....	61
<b>Referencias .....</b>	<b>66</b>
<b>Anexo 1: Divisores .....</b>	<b>68</b>
A1.1 Divisor microstrip $\lambda/4$ - 70.7 $\Omega$ .....	68
A1.2 Divisor microstrip $\lambda/4$ - 35 $\Omega$ .....	70
<b>Anexo 2: Antenas .....</b>	<b>74</b>
A2.1 Antena 1x2 divisor microstrip .....	74
A2.2 Antena 2x2 .....	77
A2.3 Antena 1x8 .....	81
A2.4 Antena 2x4 divisor microstrip .....	87
<b>Anexo 3: Substrate integrated waveguide aperture coupled patch antenna array for 24 GHz wireless backhaul and radar applications .....</b>	<b>92</b>

# Índice de figuras

## Capítulo 2

Fig. 2.1 Esquema línea de transmisión .....	5
Fig. 2.2 Sistema de coordenadas esféricas [1] .....	6
Fig. 2.3 Diagrama en coordenadas polares (a) y Diagrama en coordenadas cartesianas (b) [1].....	7
Fig. 2.4 Diagrama de radiación isotrópico (a), omnidireccional (b) y directivo (c) [1] .....	7
Fig. 2.5 Directividad [1] .....	8
Fig. 2.6 Antena de bocina piramidal (a), plano E (b), plano H (c) y cónica (d) .	12
Fig. 2.7 Tipos de reflectores [1].....	13
Fig. 2.8 Ranura en plano metálico infinito (a), ranura alimentada con un cable coaxial (b), ranura alimentada con una línea bifilar [1] .....	13

## Capítulo 3

Fig. 3.1 Arquitectura seleccionada .....	16
Fig. 4.1 Estructura física de guía de onda SIW .....	19

## Capítulo 4

Fig. 4.2 Guía de onda de sección rectangular .....	20
Fig. 4.3 Equivalencia entre una guía SIW y una guía rectangular convencional .....	21
Fig. 4.4 Región de interés para guía SIW .....	22
Fig. 4.5 Transición 1 microstrip-SIW .....	25
Fig. 4.6 Transición 2 microstrip-SIW .....	25
Fig. 4.7 Esquema y distribución campo eléctrico .....	26
Fig. 4.8 Divisor simétrico 3dB (a y b) .....	27
Fig. 4.9 Divisor simétrico 3dB SIW .....	28
Fig. 4.10 Codos SIW .....	28
Fig. 4.11 Codos SIW giro 90°.....	29
Fig. 4.12 Antena agrupación de ranuras .....	30
Fig. 4.13 Antena agrupación de ranuras .....	30

## Capítulo 5

Fig. 5.1 Estructura antena.....	33
Fig. 5.2 Elemento radiante unitario .....	35
Fig. 5.3 $S_{11}$ Elemento radiante unitario .....	36
Fig. 5.4 $Z_{in}$ Elemento radiante unitario .....	36
Fig. 5.5 Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	37
Fig. 5.6 Elemento radiante unitario $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$ .....	39
Fig. 5.7 $S_{11}$ Elemento radiante unitario $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$ .....	40

<b>Fig. 5.8</b> $Z_{in}$ Elemento radiante unitario $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$ .....	40
<b>Fig. 5.9</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	41
<b>Fig. 5.10</b> Antena 1x2 .....	43
<b>Fig. 5.11</b> $S_{11}$ Antena 1x2 .....	43
<b>Fig. 5.12</b> $Z_{in}$ Antena 1x2 .....	44
<b>Fig. 5.13</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	44
<b>Fig. 5.14</b> Antena 1x4 .....	46
<b>Fig. 5.15</b> $S_{11}$ Antena 1x4 .....	47
<b>Fig. 5.16</b> $Z_{in}$ Antena 1x4 .....	47
<b>Fig. 5.17</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	48
<b>Fig. 5.18</b> Divisor 3dB .....	49
<b>Fig. 5.19</b> $S_{11}$ Divisor 3dB .....	50
<b>Fig. 5.20</b> $S_{21}$ y $S_{31}$ Divisor 3dB .....	51
<b>Fig. 5.21</b> Divisor 3dB + codos .....	52
<b>Fig. 5.22</b> $S_{11}$ Divisor 3dB + codos .....	53
<b>Fig. 5.23</b> $S_{21}$ y $S_{31}$ Divisor 3dB + codos .....	54
<b>Fig. 5.24</b> Antena 2x4 .....	55
<b>Fig. 5.25</b> $S_{11}$ Antena 2x4 .....	56
<b>Fig. 5.26</b> $Z_{in}$ Antena 2x4 .....	57
<b>Fig. 5.27</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	57

## Capítulo 6

<b>Fig. 6.1</b> LPKF ProtoMat C100/HF .....	59
<b>Fig. 6.2</b> Fabricación Antena Elemento simple rediseñado .....	60
<b>Fig. 6.3</b> Fabricación Antena SIW 2x4 .....	60
<b>Fig. 6.4</b> Agilent E8361A .....	61
<b>Fig. 6.5</b> $S_{11}$ antena SIW elemento simple, simulado y medido .....	61
<b>Fig. 6.6</b> $S_{11}$ antena SIW 2x4 simulada y medida .....	62
<b>Fig. 6.7</b> Camara anecoica .....	63
<b>Fig. 6.8</b> Diagrama de radiación elemento simple, plano H .....	63
<b>Fig. 6.9</b> Diagrama de radiación elemento simple, plano E .....	64
<b>Fig. 6.10</b> Diagrama de radiación, plano H .....	64
<b>Fig. 6.11</b> Diagrama de radiación, plano E .....	65

## Anexo 1

<b>Fig. A1.1</b> Divisor microstrip $\lambda/4$ - 70.7 $\Omega$ .....	69
<b>Fig. A1.2</b> $S_{11}$ divisor microstrip $\lambda/4$ - 70.7 $\Omega$ .....	69
<b>Fig. A1.3</b> $S_{21}$ y $S_{31}$ divisor microstrip $\lambda/4$ - 70.7 $\Omega$ .....	70
<b>Fig. A1.4</b> Divisor microstrip $\lambda/4$ - 35 $\Omega$ .....	71
<b>Fig. A1.5</b> $S_{11}$ divisor microstrip $\lambda/4$ - 30 $\Omega$ .....	72
<b>Fig. A1.6</b> $S_{21}$ y $S_{31}$ divisor microstrip $\lambda/4$ - 30 $\Omega$ .....	72

## Anexo 2

<b>Fig. A2.1</b> Antena 1x2 divisor microstrip .....	75
<b>Fig. A2.2</b> $S_{11}$ Antena 1x2 divisor microstrip .....	75

<b>Fig. A2.3</b> $Z_{in}$ Antena 1x2 divisor microstrip .....	76
<b>Fig. A2.4</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	76
<b>Fig. A2.5</b> Antena 2x2 divisor microstrip .....	78
<b>Fig. A2.6</b> $S_{11}$ Antena 2x2 divisor microstrip .....	79
<b>Fig. A2.7</b> $Z_{in}$ Antena 1x2 divisor microstrip .....	80
<b>Fig. A2.8</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b) .....	80
<b>Fig. A2.9</b> Antena Elemento radiante unitario rediseñado.....	82
<b>Fig. A2.10</b> $S_{11}$ rediseño elemento simple.....	83
<b>Fig. A2.11</b> $Z_{in}$ rediseño elemento simple.....	83
<b>Fig. A2.12</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b).....	84
<b>Fig. A2.13</b> Antena 1x8 .....	85
<b>Fig. A2.14</b> $S_{11}$ Antena 1x8 .....	86
<b>Fig. A2.15</b> $Z_{in}$ Antena 1x8 .....	86
<b>Fig. A2.16</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b).....	87
<b>Fig. A2.17</b> Antena 2x4 divisor microstrip .....	89
<b>Fig. A2.18</b> $S_{11}$ Antena 1x8 .....	89
<b>Fig. A2.19</b> $Z_{in}$ Antena 1x8 .....	90
<b>Fig. A2.20</b> Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b).....	90



# Índice de Tablas

## Capítulo 5

<b>Tabla 5.1</b> Valores del diseño Elemento radiante unitario .....	34
<b>Tabla 5.2</b> Valores del diseño Elemento radiante unitario $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$ . ....	38
<b>Tabla 5.3</b> Valores del diseño 1x2 .....	42
<b>Tabla 5.4</b> Valores del diseño 1x4 .....	45
<b>Tabla 5.5</b> Valores del divisor .....	49
<b>Tabla 5.6</b> Valores del divisor + codos .....	52
<b>Tabla 5.7</b> Valores del diseño 2x4 .....	55

## Anexo 1

<b>Tabla A1.1</b> Valores de diseño divisor microstrip $\lambda/4$ - 70.7 $\Omega$ .....	68
<b>Tabla A1.2</b> Valores de diseño divisor microstrip $\lambda/4$ - 35 $\Omega$ .....	71

## Anexo 2

<b>Tabla A2.1</b> Valores de diseño 1x2 divisor microstrip .....	74
<b>Tabla A2.2</b> Valores de diseño 2x2 divisor microstrip .....	77
<b>Tabla A2.3</b> Valores de rediseño elemento simple.....	81
<b>Tabla A2.4</b> Valores de diseño 1x8 .....	84
<b>Tabla A2.5</b> Valores de diseño 2x4 divisor microstrip .....	88



## Capítulo 1: Introducción

### 1.1 Objetivo del proyecto

En este proyecto nos centraremos en el diseño e implementación de una antena para un radar de automóvil de 24 GHz con la tecnología SIW. El radar de velocidad estará basado en un radar de onda continua modulado en frecuencia (FMCW) y se tendrá que asegurar que la antena pueda captar la variación de la frecuencia producida por la velocidad de un vehículo. La antena estará formada por dos substratos y deberá tener 15 dB de ganancia con polarización lineal a 24 GHz. El primer substrato tendrá las vías metalizadas y en una de sus placas metálicas estará ranurado y el segundo solamente tendrá parches acoplados a las ranuras. La agrupación constará de dos elementos radiantes unidos por un divisor SIW con una transición microstrip-SIW tipo taper. Estos dos elementos que une el divisor son 2 agrupaciones lineales, separadas  $\lambda/2$ . Las agrupaciones están compuestas por cuatro elementos simples, separados  $\lambda/2$ , alternados con el centro de la guía para compensar los  $180^\circ$  de desfase que aparece en la onda estacionaria. Estos elementos se componen de una ranura en el primer substrato desplazada una distancia respecto al centro de la guía SIW y un parche en el segundo substrato acoplado a la ranura. De este proyecto se ha publicado un artículo de la antena final con el nombre "Substrate integrated waveguide aperture coupled patch antenna array for 24 GHz wireless backhaul and radar applications"(anexo 3) y presentado in Proceedings of IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 16-19 November 2014, Antibes (France).

### 1.2 Herramientas empleadas

Para la simulación se utilizara el software Ansoft HFSS para parametrización y optimización el diseño de la antena. Es una de varias herramientas comerciales utilizadas para el diseño de la antena, y el diseño de elementos RF. Se utilizaran, para la fabricación, una Microfresadora-taladradora LPKF ProtoMat C100/HF. Con las brocas adecuadas se fabricara el diseño SIW. Para las medidas se utilizara el analizador de Redes de Agilent technologies E8361A para medir el coeficiente de reflexión y la cámara anecoica ETS-Lindgren del CTTC para medir el diagrama de radiación.

### 1.3 Organización del proyecto

El presente trabajo final de grado se estructura en seis capítulos. A continuación de esta introducción encontramos un capítulo, teórico, en el que se definen los conceptos básicos con los que vamos a trabajar cuando diseñemos antenas y los tipos de antena más comunes. El tercer capítulo, también teórico, aborda las características del radar y una aproximación de cómo debería ser la antena diseñada considerando que el radar apunta a un carril de automóvil de alta velocidad. En el capítulo 4 abordara la teoría SIW y las estructuras que se diseñaran. Este capítulo es de vital importancia para el desarrollo de los diseños generados durante el proyecto. En el capítulo 5 los diseños y simulaciones de los diferentes prototipos generados durante el proyecto con el software Ansoft HFSS. Con este software de simulación electromagnética se simularan los diseños y se decidirá la antena a fabricar. Por último, el capítulo 6, abordara la fabricación y las medidas realizadas en el laboratorio de la antena escogida y se evaluará los resultados obtenidos en el laboratorio.

## Capítulo 2: Características generales sobre antenas

### 2.1 Introducción

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una *antena* como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Todas las antenas tienen en común el ser transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada (hilos conductores y líneas de transmisión) y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes o por campos (guías de ondas) y en el espacio libre mediante campos.

Una antena es un dispositivo diseñado con el objetivo de emitir o recibir ondas electromagnéticas por lo tanto una antena transmisora transforma energía eléctrica en ondas electromagnéticas, y una receptora realiza la función inversa. Existen, por tanto, dos misiones básicas en una antena: transmitir y recibir, imponiendo en cada aplicación condiciones particulares de direccionalidad de las ondas que se transmiten y/o reciben, niveles de potencia, frecuencias de trabajo y otros parámetros que se definirán a continuación.

### 2.2 Parámetros fundamentales de las antenas

Una antena formará parte de un sistema más amplio, en este proyecto el sistema será un radar. Interesará caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto sobre el sistema.

Dada la funcionalidad que tiene una antena como elemento de transición entre energía guiada y radiada, definiremos algunos parámetros que la caracterizarán como elemento circuital (impedancia de entrada, coeficiente de reflexión) y otros que la caracterizarán como elemento radiante (diagrama de radiación, directividad, polarización, entre otros).

### 2.2.1 Impedancia

La impedancia es la medida de oposición que presenta un circuito a una corriente cuando se aplica un voltaje. La impedancia extiende el concepto de resistencia a los circuitos de corriente alterna.

La impedancia de entrada  $Z_{in}$  se define como la relación tensión-corriente a la entrada de un circuito. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real  $Re(w)$  y una imaginaria  $X_e(w)$ , ambas dependientes en general de la frecuencia.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_e(w) \pm X_e(w) \quad (2.1)$$

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada

Desde el punto de vista de transmisión, la antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. Desde el punto de vista de recepción la antena tendrá que entregar la máxima potencia posible a la carga a la que esté conectada. La antena y el transmisor/receptor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos.

Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una resistencia de radiación  $R_r$ , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P_{radiada} = I^2 \cdot R_r \quad (2.2)$$

Tendremos que tener en cuenta las pérdidas que puedan producirse en la antena a causa de los conductores que la forman. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas  $R_\Omega$ .

La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas.

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{perdidas} = I^2 \cdot R_r + I^2 \cdot R_\Omega \quad (2.3)$$

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o eficiencia de la antena  $\eta_l$ , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada.

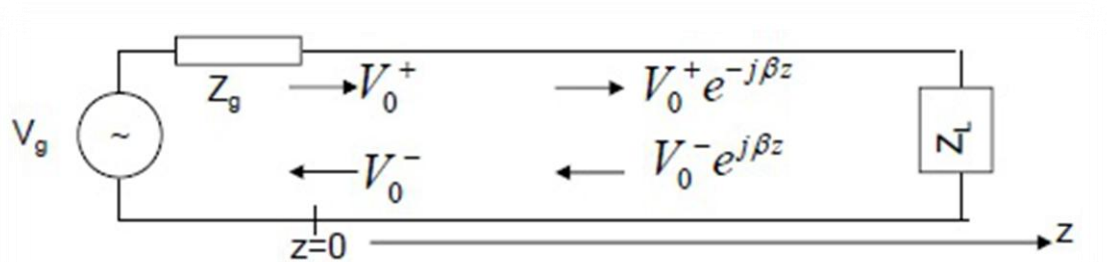
$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.4)$$

### 2.2.2 Coeficiente de reflexión

Definimos el coeficiente de reflexión en la entrada de la antena como el cociente entre la onda de reflejada y la amplitud de la onda incidente.

$$\rho = \frac{V^-}{V^+} \quad (2.5)$$

El coeficiente de reflexión también se puede expresar en función de la impedancia de entrada de la antena y de la impedancia característica de la línea de transmisión, que también está conectada a la antena:



**Fig. 2.1** Esquema línea de transmisión

El coeficiente de reflexión puede expresarse también en función de la  $Z_o$  (Impedancia Característica de la línea) y de la  $Z_L$  (impedancia con que está cargada el final de la línea, en nuestro caso la antena), mediante la relación siguiente (figura 2.1):

$$\rho = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.6)$$

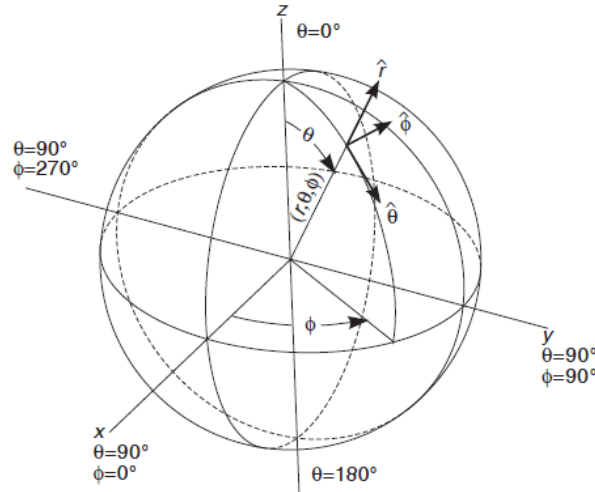
El objetivo principal es conseguir que el coeficiente de reflexión sea lo más cercano a cero para conseguir la máxima entrega de potencia en la antena. Como se muestra (2.6) para conseguir un coeficiente de reflexión igual a 0 la  $Z_L = Z_o$ . Típicamente la impedancia en sistemas de radiodifusión y radares es de 50  $\Omega$ .

En el caso de la recepción, la antena capta parte de la energía de la onda electromagnética y la transfiere al receptor. Igual que cuando transmitimos, si el coeficiente de reflexión es cero se conseguirá la máxima transferencia de potencia.

Tanto para transmitir o recibir queremos la máxima transferencia de potencia. En la práctica, se considera una buena adaptación aquella que está por debajo de los -10dB, más o menos cuando se entrega un 90% de la potencia disponible.

### 2.2.3 Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas (figura 2.2).

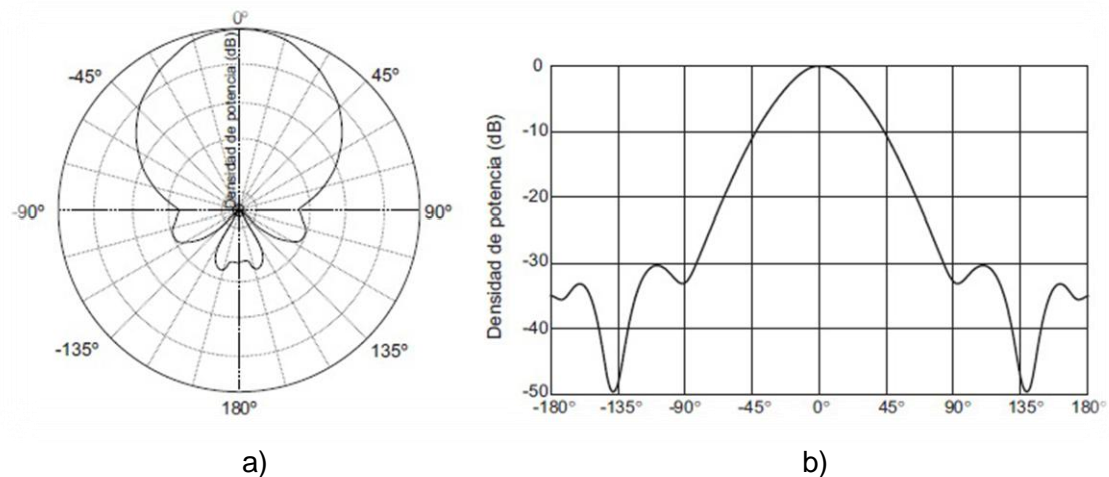


**Fig. 2.2** Sistema de coordenadas esféricas [1]

En un diagrama de radiación típico se aprecia una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina haz principal o lóbulo principal. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan lóbulos laterales y al lóbulo lateral de mayor amplitud se denomina lóbulo secundario.

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La información de la radiación es tridimensional pero puede ser de interés representar un corte del diagrama. Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para  $\phi$  constante) o los paralelos (cortes con  $\sigma$  constante). Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada (figura 2.3). En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas (figura 2.4).





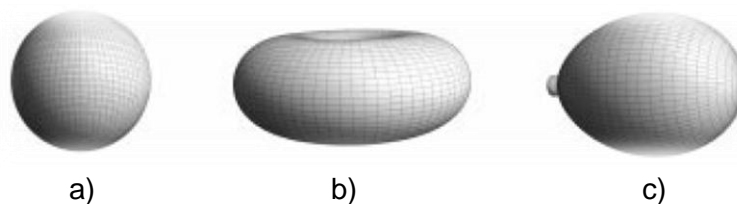
**Fig. 2.3** Diagrama en coordenadas polares (a) y Diagrama en coordenadas cartesianas (b) [1]

A continuación definiremos una serie de parámetros importantes del diagrama:

- Ancho de haz a -3dB ( $\Delta\theta_{-3dB}$ ): Separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo.
- Ancho de haz entre ceros ( $\Delta\theta_c$ ): Separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo
- Relación de lóbulo principal a secundario (NLPS): es el cociente expresado en dB entre el valor de máxima radiación y el valor de máxima radiación del lóbulo secundario.
- Relación delante-atrás (D/A): es el cociente en dB entre el valor de la dirección del máximo y el valor diametralmente opuesto.

Según la simetría que presente estos diagramas hablaremos de:

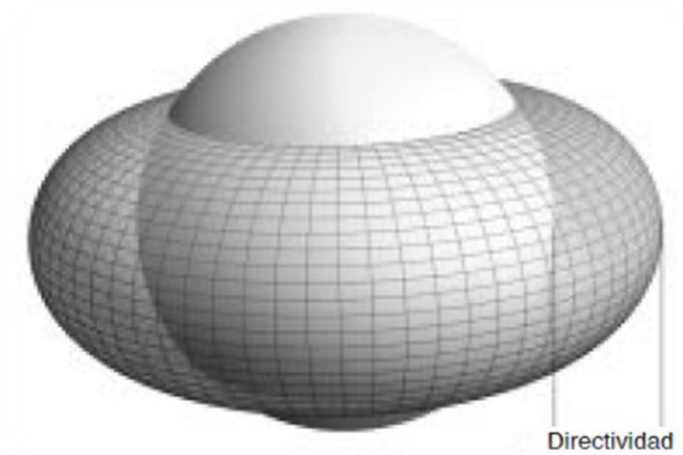
- Antena isotrópica: Se denomina antena isótropa a una antena ideal que radie la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio (figura 2.5 a).
- Antena omnidireccional: Se denomina antena omnidireccional aquello cuyo diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje (figura 2.5 b).
- Antena directiva: Las antenas directivas es una antena capaz de concentrar la mayor parte de la energía radiada de manera localizada, aumentando así la potencia emitida (figura 2.5 c).



**Fig. 2.4** Diagrama de radiación isotrópico (a), omnidireccional (b) y directivo (c) [1]

### 2.2.4 Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia por una antena isótropa a la misma potencia.



**Fig. 2.5** Directividad [1]

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación:

$$D = \frac{P_{max}}{P_{radiada} / (4 \cdot \pi \cdot r^2)} \quad (2.7)$$

### 2.2.5 Ganancia

La ganancia de la antena es un parámetro que está estrechamente relacionado con la directividad. La diferencia está en que la ganancia, en lugar de tener en cuenta la potencia radiada, tiene en cuenta la que se entrega a la antena.

$$G = \frac{P_{max}}{P_{entregada} / (4 \cdot \pi \cdot r^2)} = \left( \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \right) \cdot \frac{P_{max}}{P_{radiada} / (4 \cdot \pi \cdot r^2)} = \eta_L \cdot D \quad (2.8)$$

## 2.2.6 Polarización

La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo (eléctrico o magnético) en un punto fijo del espacio a medida que va transcurriendo el tiempo.

La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

Existen tres tipos de polarización:

- Polarización lineal: Una antena tiene una polarización lineal si el vector que describe el campo eléctrico se mueve en una única dirección en el espacio en función del tiempo. Los tres campos siguientes poseen polarización lineal (2.9).

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \hat{x}e^{j(wt-kz)} \\ \vec{E} &= 2\hat{y}e^{j(wt-kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + 0.5\hat{y})e^{j(wt-kz)}\end{aligned}\tag{2.9}$$

- Polarización circular: Una antena tiene polarización circular si las amplitudes de las dos componentes son iguales y si el vector de campo eléctrico describe una trayectoria circular. Si rota en el sentido de las agujas del reloj, la polarización es circular a derechas (2.10). Si lo hace en sentido contrario, la polarización es circular a izquierdas (2.11).

$$\vec{E} = (\hat{x} - j\hat{y})e^{j(wt-kz)}\tag{2.10}$$

$$\vec{E} = (\hat{x} + j\hat{y})e^{j(wt-kz)}\tag{2.11}$$

- Polarización elíptica: Una antena tiene polarización elíptica si el vector del campo eléctrico describe una elipse en cualquier plano fijo, interseccionado o normal en la dirección de propagación. Los campos siguientes finalmente corresponden a polarizaciones elípticas:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= (\hat{x} + j0.5\hat{y})e^{j(wt-kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + (1 + j)\hat{y})e^{j(wt-kz)}\end{aligned}\tag{2.12}$$

Por sencillez, los ejemplos que se han citado anteriormente se refieren a ondas que se propagan en la dirección del eje  $z$  y donde  $k$  es el número de onda  $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda$ .

Como se puede observar se produce una polarización lineal cuando las fases de las dos componentes ortogonales del campo eléctrico son iguales o difieren en un número entero de  $\pi$  radianes. Se produce polarización circular cuando las amplitudes de ambas componentes son iguales y sus fases se diferencian en  $\pi/2$  o  $3\pi/2$  radianes. En los demás casos la polarización es elíptica.

En realidad, tanto la polarización lineal como la circular son casos particulares de la elíptica. Es importante tener en cuenta que en los tres casos el sistema de referencia se toma desde la antena, alejándose del observador. La medida de la polarización se debe realizar en la zona lejana de la antena de tal forma que una variación en la distancia a la misma no cambie la polarización obtenida.

La radiación de una antena en una polarización especificada se denomina polarización de referencia o copolar, mientras que a la radiación en la polarización ortogonal se la conoce como polarización cruzada o contrapolar.

### 2.2.7 Ancho de banda

El ancho de banda es el intervalo de frecuencias en el que un parámetro de antena determinado no sobrepasa unos límites prefijados. El ancho de banda de la antena lo impondrá el sistema del que forme parte y afectará al parámetro más sensible o crítico de la aplicación. Para su especificación los parámetros pueden dividirse en dos grupos, según se relacionen con el diagrama o con la impedancia. En el primero de ellos tendremos la directividad, la pureza de polarización, el ancho de haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima radiación. En el segundo, la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

Si nos referimos a ganancia o directividad se suelen tomar como límites los puntos de media potencia (-3dB). En el caso que se trabaje con el coeficiente de reflexión (relacionado con la impedancia de entrada) el ancho de banda corresponderá a los puntos que estén por debajo de -10dB.

## 2.3 Tipo de antenas

Este trabajo se centra en antenas en tecnología SIW, no obstante vamos a dar un vistazo a los tipos más comunes de antenas que se pueden encontrar ya que cada aplicación o banda frecuencial presentan características peculiares que dan lugar a una tipología de antena.

Existen tres tipos básicos de antenas: antenas lineales, antenas de apertura y antenas planas. Asimismo, las agrupaciones de estas antenas se suelen considerar, en la literatura, como otro tipo básico de antena.

### **2.3.1 Antenas lineales**

Las antenas de hilo son antenas cuyos elementos radiantes son hilos conductores, a través de los cuales circula corriente, que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda y como máximo de una longitud de onda. Son antenas muy comunes y se encuentran en variedad de lugares: automóviles, edificios, barcos, aviones, naves espaciales, etc.

Según el tipo de hilos por los cuales estén formadas podemos distinguir tres tipos:

- Hilos rectos: Entre los que destacan dipolos y monopolos, antenas tipo V y rómbicas.
- Espiras: Son antenas que presentan una configuración cerrada y que pueden tomar cualquier forma.
- Hélices: Son el resultado de enrollar un hilo conductor sobre un cilindro de diámetro constante.

### **2.3.2 Antenas de apertura**

Son antenas cuyos elementos radiantes son aperturas o superficies para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección. Se utilizan a frecuencia de microondas y son muy útiles en aplicaciones espaciales

#### **2.3.2.1 Guías de onda**

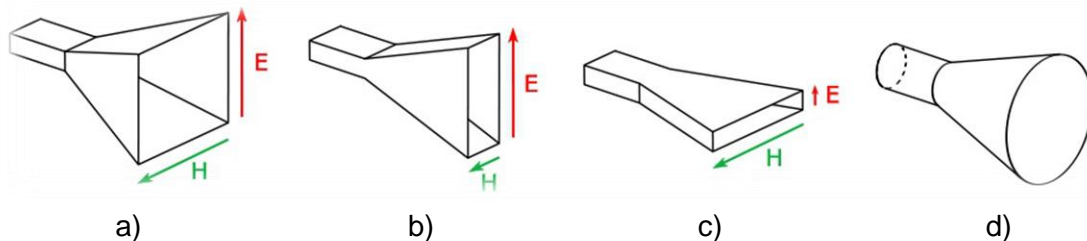
Las guías de onda son el tipo de antenas de apertura más comunes. Son estructuras destinadas a la propagación y a la radiación electromagnética. Por lo general se utilizan para transmitir señales de información de elevada frecuencia que no podrían ser transmitidas por otros métodos. Dado que la impedancia característica de la guía y la del espacio libre suelen ser diferentes pueden producirse desadaptaciones importantes.

### 2.3.2.1.1 Bocinas

A causa de las desadaptaciones de la guías de onda surgieron las bocinas. Para mejorar su directividad y adaptación tenemos que aumentar sus dimensiones eléctricas, asegurando que la estructura siga siendo monomodo; para ello el agrandamiento tiene que hacerse gradualmente, en forma de bocina. Consiguiendo que la transición de la onda que viaja por la guía hacia el espacio sea menos abrupta, de manera que se facilite la transmisión de energía y se minimicen las reflexiones.

De acuerdo con la forma de la apertura, las bocinas pueden ser de varios tipos:

- Bocina sectorial de plano E: guía de onda rectangular, que si se abre en el plano horizontal se denominará bocinas de plano E.
- Bocina sectorial de plano H: guía de onda rectangular, si se abre en el plano horizontal se denominará bocinas de plano H.
- Bocina piramidal: Guía de onda rectangular que se abre, por igual, en el plano horizontal y vertical.
- Bocina cónica: Guía de onda circular, que propaga el modo fundamental  $TE_{11}$ , que se abre en forma de cono y termina en forma de apertura circular.

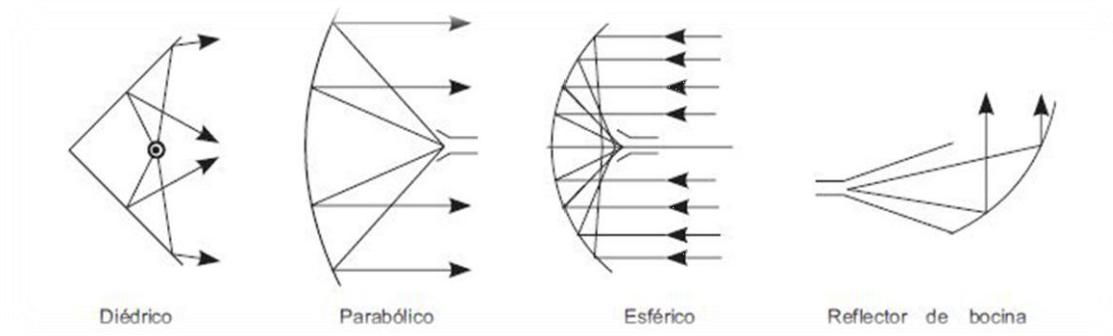


**Fig. 2.6** Antena de bocina piramidal (a), plano E (b), plano H (c) y cónica (d)

### 2.3.2.2 Antenas reflectoras

Debido a la necesidad de comunicarse a grandes distancias surgieron nuevas formas de antenas que se utilizan tanto para la transmisión como para la recepción de señales de radiofrecuencia. La finalidad de los reflectores es concentrar la radiación de fuentes primarias, en general poco directivas, en una determinada dirección o región del espacio. Los reflectores y las lentes se colocan en frente de un radiador primario (dipolo, boca de guía, bocina), para convertir las ondas, aproximadamente, cilíndricas o esféricas generadas por el radiador primario en un frente de onda que puede ser considerado como localmente plano sobre la apertura del reflector. Este frente de onda es capaz de concentrar la radiación en un reducido sector angular del espacio y obtener

así directividad es elevada. Una antena muy común de este tipo es la antena parabólica que se utiliza a frecuencias altas y tiene una ganancia elevada.

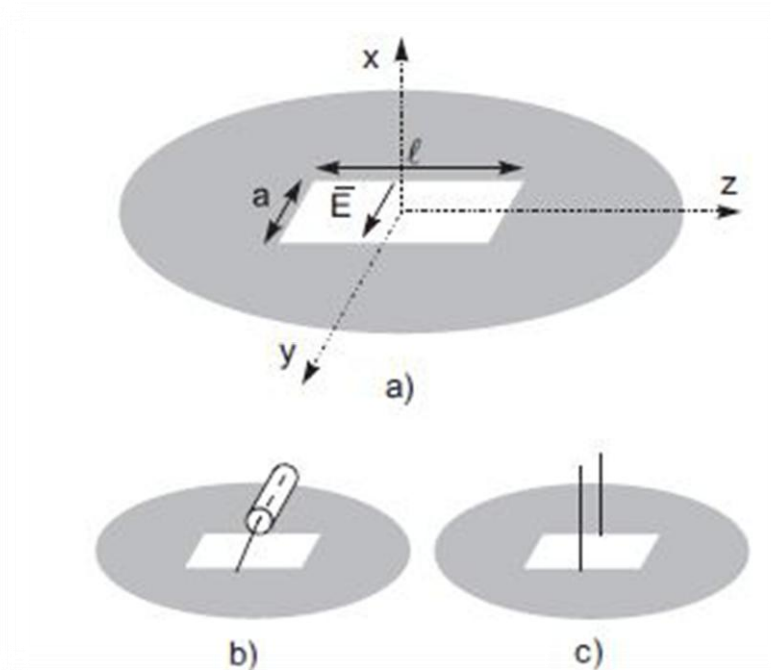


**Fig. 2.7** Tipos de reflectores [1]

### 2.3.2.3 Antena de ranuras

Una ranura es un corte en un conductor metálico que se alimenta conectando en sus bordes una línea de transmisión bifilar o coaxial, o bien mediante una cavidad.

Son aperturas en uno de los planos de masa de la línea de transmisión para que la señal escape por ella en forma de radiación.



**Fig. 2.8** Ranura en plano metálico infinito (a), ranura alimentada con un cable coaxial (b), ranura alimentada con una línea bifilar [1]

### 2.3.3 Antenas planas

Un tipo particular de antena plana son las antenas de apertura sintética, típicas de los radares de apertura sintética (SAR).

### 2.3.4 Agrupación de antenas

En ciertas aplicaciones se requieren características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento; sin embargo, con la combinación de varios de ellos se consigue una gran flexibilidad que permite obtenerlas. Estas agrupaciones pueden realizarse combinando, en principio, cualquier tipo de antena. Se diferencian las agrupaciones en los siguientes grupos:

- Arrays lineales: Los arrays lineales tienen los elementos dispuestos en una línea.
- Arrays planos: Los arrays planos son agrupaciones bidimensionales cuyos elementos están dispuestos sobre un plano.
- Arrays conformados: Los arrays conformados tienen los elementos sobre una superficie curva, como por ejemplo un fuselaje de un avión.



## Capítulo 3: Características del radar

### 3.1 Introducción

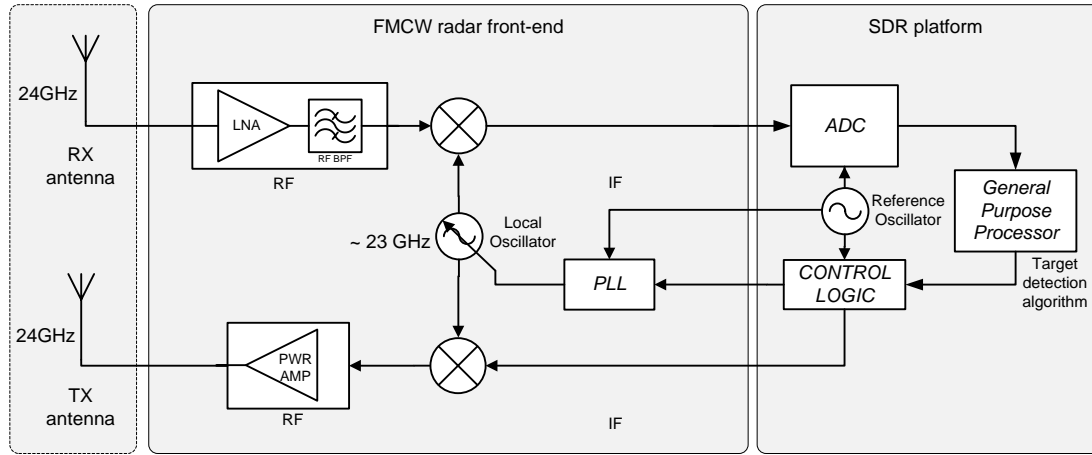
La radiación de ondas milimétricas se puede utilizar en condiciones de poca visibilidad, como día, noche, o las malas condiciones meteorológicas, que limitan la aplicación de sensores ópticos o infrarrojos. Como resultado se convierte en ideal para uso en la navegación, la ubicación de destino, y aplicaciones de vigilancia. En otros casos, como los aeropuertos, donde la seguridad del pasajero es de primordial importancia, sistemas de escáner de cuerpo completo ondas milimétricas se pueden utilizar con éxito para detectar metales y otras sustancias o dispositivos no deseados. La comercialización y el coste bajo de producción de este tipo de sistemas de ondas milimétricas y su aplicación a la seguridad tienen un impacto social directo en la mejora de la calidad de vida. La tecnología microstrip ha jugado un papel fundamental ya que requiere un bajo coste y fácil fabricación de circuitos planos. Tecnología microstrip sin embargo se convierte en inadecuada para sistemas de ondas milimétricas debido a las altas pérdidas. El objetivo de este proyecto es dar a conocer la tecnología SIW, con propiedades como baja pérdida, un mayor aislamiento, combinado con un bajo coste y métodos de fabricación rápida, como el principal candidato para establecer una plataforma para el desarrollo de los circuitos de ondas milimétricas que es capaz de abarcar y unirse a todas las tecnologías existentes en un sistema-en-substrato (SoS). Este objetivo se demostrará mediante la implementación de un Radar de 24GHz front-end utilizando la tecnología SIW para obtener una aplicación plena SoS del front-end propuesta. A continuación se explicara el tipo de radar, la arquitectura seleccionada y se hará una aproximación de alguno parámetros que deberá tener la antena diseñada.

### 3.2 Funcionamiento del radar

El radar de velocidad propuesto está basado en un radar de onda continua modulado en frecuencia (FMCW). En este tipo de radar la detección del objeto se basa en la diferencia de tiempo entre una señal modulada transmitida y la señal reflejada recibida. En el radar propuesto se utilizara como señal transmitida una señal triangular o en diente de sierra. El FMCW radar permite medir simultáneamente tanto la distancia del objeto como su velocidad relativa.

### 3.3 Arquitectura seleccionada

En la figura 3.1 se muestra la arquitectura seleccionada para el radar de velocidad.



**Fig. 3.1** Arquitectura seleccionada

La arquitectura considerada será un receptor de conversión directa, donde la señal 24GHz es directamente hacia abajo convierte a un cero-IF que serán procesados por la sección de procesamiento digital de la señal. Si esta arquitectura resulta ser la opción más adecuada para el radar. Los bloques serán diseñados en SIW durante la duración de este proyecto serán los siguientes: oscilador de circuito / VCO a 23 GHz, fraccional PLL, filtro de banda de paso sintonizables, filtros no sintonizables en 24 GHz, mezclador de conversión descendente (RF = 24GHz, Lo = 23 GHz, SI = cero-IF (1-2GHz)) y un mezclador de conversión ascendente.

### 3.4 Consideraciones para el diseño de la antena

Teniendo en cuenta que el radar es para medirá la velocidad de un automóvil estableceremos unos requisitos que debería tener la antena. Si tenemos en cuenta la frecuencia doppler y suponemos una velocidad máxima de un automóvil de 300 Km/h, tanto de un vehículo que se acerca al radar como uno que se aleja, podemos hacer una estimación del ancho de banda que debería tener la antena del radar. A partir de la ecuación 3.1 calcularemos la frecuencia doppler máxima y mínima provocada por un automóvil en movimiento.

$$f_d = \pm 2 \cdot f_o \cdot \frac{v_r}{c} \quad (3.1)$$

$$f_d = \pm 13.33 \text{ KHz} \quad (3.2)$$

El radar debería tener un ancho de banda mínimo de 26.67 KHz.

Teniendo en cuenta que el radar estará enfocado hacia un carril de automóvil podemos aproximar el ancho de haz que debería tener la antena. En ancho de un carril de vías de alta velocidad es de 3.75 m, el vehículo estará a unos 30 m, que es la distancia máxima donde el radar lo detectara, y una altura máxima del vehículo de 4 m incluida la carga.

$$\tan \theta_H = \frac{\text{anchura carril}/2}{\text{distancia al radar}} \quad (3.3)$$
$$\tan \theta_E = \frac{\text{altura vehículo}}{\text{distancia al radar}}$$

A partir de la ecuación 3.3 podemos establecer el ancho de haz aproximado que debería tener la antena. En el plano H debería tener un ancho de haz mínimo de 14.25° y un ancho de haz en el plano E de 7.59°.

## Capítulo 4: Teoría SIW

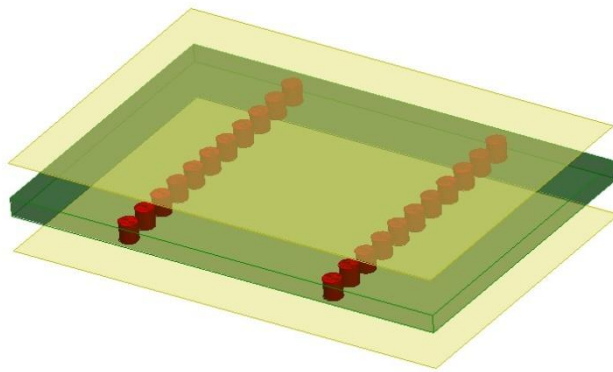
### 4.1 Introducción

A finales del 1993 i principios del 1994 surgió una tecnología conocida como Substrate Integrated Waveguide (SIW) la cual consiste en integrar una guía de onda dentro de un substrato dieléctrico, en otras palabras, una guía de onda utilizando la tecnología microstrip. Una guía de onda está formada por un único conductor cerrado y un dieléctrico en su interior consiguiendo reducir la disipación de energía en la transmisión de señales por ella, lo que las hace apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias y, en concreto, para el rango de las microondas. En la tecnología SIW las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan en el substrato dieléctrico siendo reflejadas igual que en una guía rectangular convencional. La aportación de esta tecnología es lograr integrar las ventajas de una guía de onda rectangular convencional minimizando las desventajas de esta. En las guías rectangulares las perdidas por conducción son muy pocas y las ondas son transmitidas o recibidas con buenos niveles. La desventaja reside en la estructura ya que se requiere de una gran cantidad de metal para construirla haciéndolas muy pesadas y difíciles de modelar consiguiendo así costes elevados de fabricación. La tecnología SIW fue creada para poder trabajar a altas frecuencias ya que si se utilizaran para aplicaciones de frecuencias bajas los tamaños de la guía de onda serian similares a los de las guías convencionales y por tanto se tendrían las mismas deficiencias de estas. Esta tecnología está siendo utilizada en la construcción de osciladores, filtros, acopladores, antenas [2] y divisores de potencia [3]. Para este proyecto se utilizar esta tecnologías para el diseño de una antena por acoplo así que, a continuación, se recogerán cuáles son las reglas de diseño más recomendables. En este capítulo analizaremos la estructura, los modos soportados y abordaremos el diseño de circuitos SIW.

### 4.2 Estructura física

La tecnología SIW utiliza componentes muy parecidos a la tecnología microstrip, los cuales son:

- Un Substrato dieléctrico
- Un Plano de tierra
- Un Plano conductor
- Orificios metálicos



Amarillo → Placas Metálicas.

Verde → Substrato dieléctrico.

Rojo → Orificios metalizados.  
(Pared de la guía)

**Fig. 4.1** Estructura física de guía de onda SIW

En la figura 4.1 se muestra la estructura de una guía de onda con la tecnología SIW equivalente a una guía rectangular. En esta estructura la placa conductora funciona como la pared inferior y superior de una guía (la inferior es el plano de tierra) de onda convencional y los orificios metalizados funcionan como paredes laterales de la guía de onda.

### 4.3 Modos soportados por la estructura

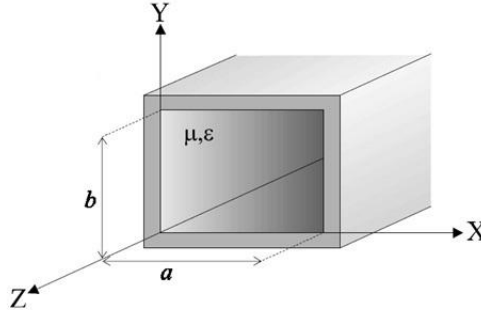
Existen diferentes modos por los que una onda electromagnética puede propagarse a través de un medio de transmisión como una guía de onda. Tal y como se describe en [4] las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético:

- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM): estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal.
- Modos Transversales Eléctricos (TE): estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal eléctrica.
- Modos Transversales Magnéticos (TM): estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal magnética.
- Modos híbridos: son aquellos donde hay componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Al tener un único conductor cerrado, las guías de onda, sólo pueden propagar modos TE y TM. Los modos TEM se propagarán por medios de transmisión con dos conductores diferenciados y los modos híbridos son propios de las fibras ópticas.

Según las características geométricas de la guía de onda se permitirá que se propague un modo u otro o varios a la vez. Eso dependerá de la frecuencia a la

que opere la guía ( $f_0$ ) y de las frecuencias de corte ( $f_c$ ) de los modos que puedan propagarse por ella (4.1). Un modo se propagará por una guía de onda si su frecuencia de corte es inferior a la frecuencia de operación de la propia guía. Los modos con una frecuencia de corte superior reciben el nombre de evanescentes y, se atenúan tan rápidamente que se considera que no se propagan por la guía.



**Fig. 4.2** Guía de onda de sección rectangular

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (4.1)$$

Se denomina modo fundamental al primer modo que se propaga por la guía y modo superior al primer modo que no se propaga por la guía. De esta manera, según el rango de frecuencias en el que trabaje la guía, esta podrá ser:

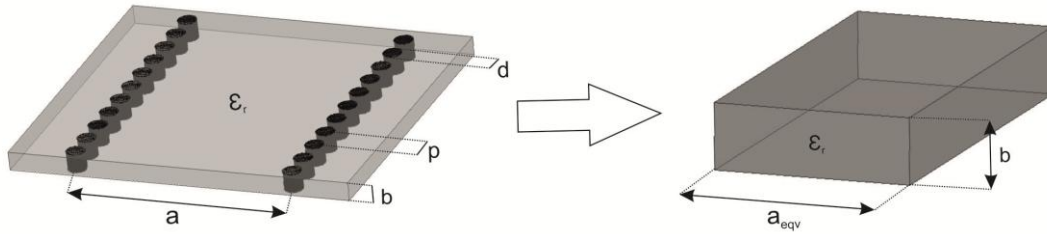
- Monomodo: si sólo se propaga un único modo.
- Multimodo: si se propagan varios modos.

Por la naturaleza de su estructura, las guías SIW solo soportan modos TE, mientras que los modos TM no pueden ser guiados. Una guía SIW puede ser considerada también como un tipo especial de guía rectangular con una serie de vías metalizadas en las paredes laterales; cuando un modo se establece en una guía también se genera corrientes superficiales. El modo  $TE_{mn}$  solo genera un subconjunto de los soportados por la guía. La separación formada entre las vías laterales de la estructura imposibilita que circulen por las paredes laterales las corrientes que tengan dirección longitudinal. Sin embargo, las corrientes con dirección trasversal podrán fluir por la guía sin verse prácticamente afectadas por las separaciones entre vías, es decir, si el flujo de líneas de corriente es paralelo a los postes, por lo que estos no lo cortan, y el modo puede ser preservado. En el caso del modo  $TE_{mn}$  con  $n \neq 0$  y el modo TM se produce una corriente superficial longitudinal y entonces las ranuras transversales cortan esas corrientes produciendo una gran cantidad de perdidas por radiación [5].

La estructura SIW solo puede propagar un conjunto de modos guiados en las guías de onda rectangulares, modos  $TE_{m0}$  con  $m=1, 2, 3, \dots$ , serán los modos que podrán ser preservados.

#### 4.4 Análisis teórico

En una guía basada en SIW las paredes laterales están formadas por arreglos de postes metálicos de diámetro ( $d$ ), separados una determinada distancia ( $p$ ) en un material dieléctrico de altura ( $h$ ), anchura de la guía SIW ( $a$ ) y permitividad ( $\epsilon_r$ ) como se puede observar en la Fig.4.3.



**Fig. 4.3** Equivalencia entre una guía SIW y una guía rectangular convencional

Desde hace unos años hasta la actualidad han surgido varios estudios sobre las características físicas y electromagnéticas de esta tecnología. En [6] los autores son capaces de establecer una equivalencia (4.2) directa entre la anchura de una guía SIW y su equivalente con una guía rectangular convencional con un error del 5% a partir de la caracterización de la dispersión de la estructura SIW.

$$a_{eqv} = a - \frac{d^2}{0.95 \cdot p} \quad (4.2)$$

Posteriormente surgieron una serie de fórmulas (4.3) que establecen la equivalencia entre la guía rectangular convencional y una guía SIW con solo un error del 1% [7].

$$a_{eqv} = a \cdot \bar{a}$$

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}} \quad (4.3)$$

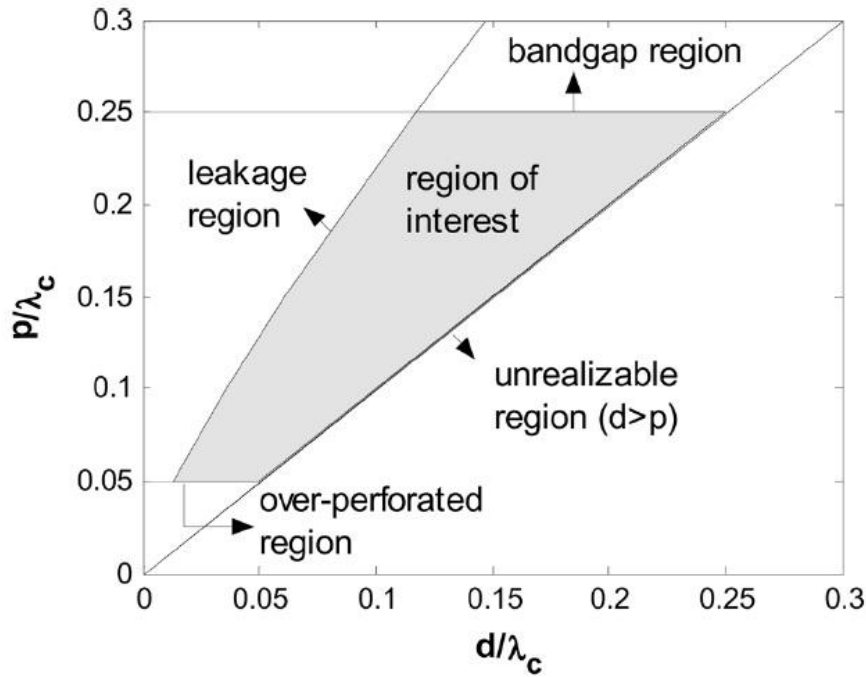
$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a}{p} - 1.0684}$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a}{p} - 1.2010}$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a}{p} + 0.2152}$$

Para la correcta caracterización de una estructura SIW es necesario respetar una serie de reglas ampliamente analizadas en [8]. El objetivo debe ser trabajar en la llamada región de interés (Fig. 4.4) evitando el resto de regiones, que se describen brevemente a continuación:

- Región bandgap → donde la SIW no está correctamente caracterizada.
- Región leakage o de pérdidas por fuga → parte de la energía puede propagarse fuera de las paredes de la guía produciendo pérdidas.
- Región unrealizable → donde el diámetro de las vías sería mayor que la separación entre ellas ( $d > p$ ).
- Región over-perforated → donde el número de vías metálicas utilizado es excesivo.



**Fig. 4.4** Región de interés para guía SIW



## 4.5 Consideraciones de diseño

Las guías basadas en SIW se consideran como una guía convencional rellenas de un dieléctrico con permitividad diferente a la del aire con paredes formadas por agrupaciones de vía metalizadas.

Inicialmente hay que determinar el dieléctrico a utilizar, tanto su permitividad  $\epsilon_r$  y su grosor  $h$ . Una vez decidido el dieléctrico, sabiendo la frecuencia de trabajo para el diseño, se debe establecer la frecuencia de corte  $f_c$  o el ancho de la guía rectangular equivalente  $a_{eqv}$ . Si establecemos  $a_{eqv}$  se tendrá que calcular la frecuencia de corte de la guía de onda rectangular convencional a partir de (4.1) pero teniendo en cuenta que no  $\epsilon_r \neq 1$  y obtendremos la siguiente expresión de (4.5).

$$a_{eqv} = \frac{c}{2 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

Se requiere calcular  $\lambda_g$  (4.5) para especificar el diámetro  $d$  de las vías y la separación  $p$  entre centros se estas.

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (4.5)$$

La separación entre postes debe mantenerse pequeña para reducir las pérdidas debido a fugas entre vías adyacentes. El diámetro de las vías también está sujeto a los problemas de pérdidas, por lo tanto, la relación  $d/p$  es considerada más crítica que la sola separación entre vías. Para mantener las pérdidas por radiación en niveles despreciables se utilizan dos reglas de diseño relacionadas con el diámetro y la separación de los postes [9].

$$\begin{aligned} d &< \frac{\lambda_g}{5} \\ p &\leq 2 \cdot d \end{aligned} \quad (4.6)$$

El uso de las ecuaciones (4.6) permite moldear una guía SIW por medio de una guía convencional, por lo que todos los procedimientos de diseño y la base teórica desarrollada para las guías rectangulares son directamente aplicables a SIW.

### 4.5.1 Red de alimentación

La red proveerá al circuito una alimentación uniforme a partir de divisores de media potencia, microstrip o SIW, transiciones para poder conectar los divisores SIW (codos) y transiciones microstrip-SIW para excitar el circuito.

A continuación se presentan los parámetros geométricos considerados para diseñar los divisores y transiciones con el fin de formar una red de alimentación con las menores pérdidas.

#### 4.5.1.1 Transición Microstrip-SIW

Para excitar la guía SIW se puede utilizar una transición microstrip-SIW que nos permitirá obtener el mejor acoplo de impedancia entre la guía SIW y la línea microstrip. La línea microstrip es adecuada para excitar la guía de onda ya que los campos eléctricos de las dos estructuras están orientados aproximadamente en la misma dirección.

Para acoplar una línea microstrip a la guía SIW se deben considerar varios parámetros como la impedancia de entrada que deberá tener el dispositivo, las características del dieléctrico y el tipo de configuración a utilizar. En primer lugar determinamos el ancho ( $w$ ) que deberá tener la línea microstrip [4] a partir de las expresiones indicadas en (4.7), para luego escoger la configuración que mejor cumpla con las condiciones de pérdidas de retorno e inserción.

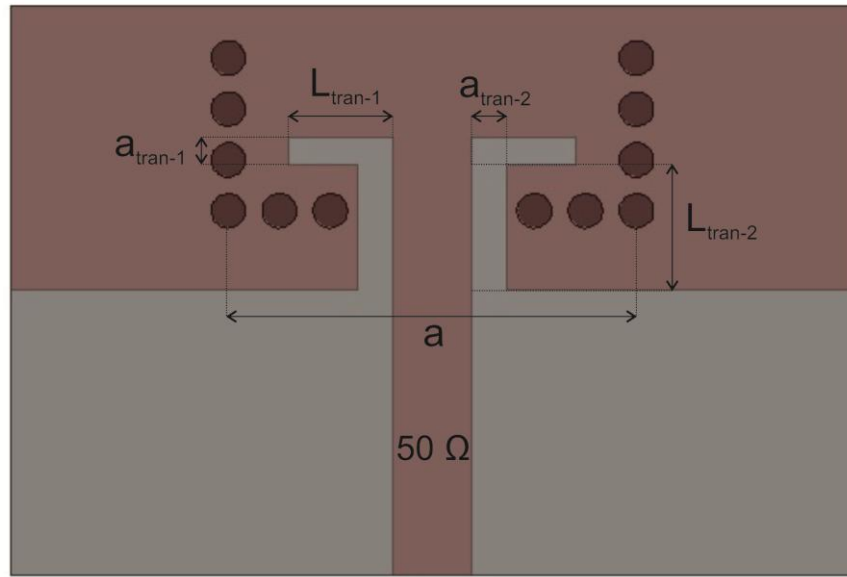
$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} & \rightarrow \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \rightarrow \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (4.7)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (4.8)$$

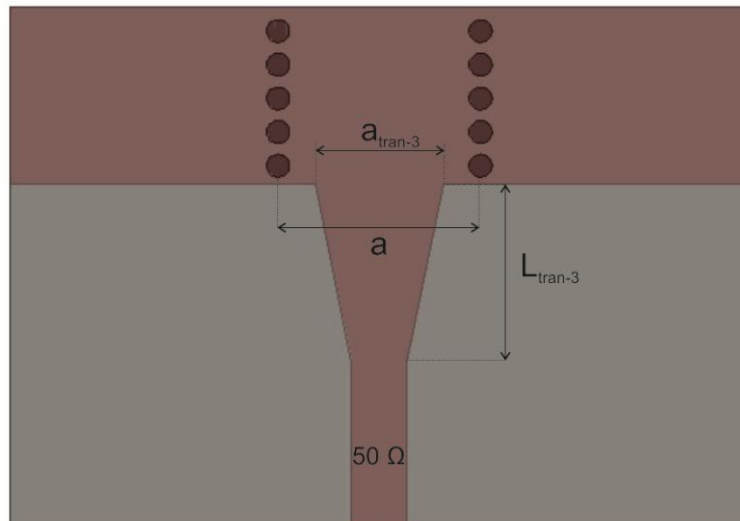
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.9)$$

En la figura 4.5 se muestra un tipo de transición microstrip-SIW. Este tipo de transición está formada por la intersección de 2 rectángulos en la entrada de la guía SIW. Se requiere optimizar las variables  $L_{tran-1}$ ,  $L_{tran-2}$ ,  $a_{tran-1}$  y  $a_{tran-2}$  para conseguir el mejor acoplamiento entre la línea microstrip y la guía SIW.



**Fig. 4.5** Transición 1 microstrip-SIW

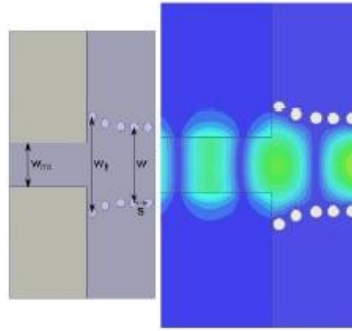
En la figura 4.6 se muestra la transición llamada taper[10] y que será la utilizada en el diseño de la antena. Consiste en hacer una transición suave entre la línea microstrip de entrada y la entrada de la guía SIW. Se requiere optimizar las variables  $L_{tran-3}$  y  $a_{tran-3}$  para conseguir el mejor acoplamiento y conseguir las mínimas pérdidas de inserción entre la línea microstrip y la guía SIW.



**Fig. 4.6** Transición 2 microstrip-SIW

#### 4.5.1.2 Transición SIW

Con objetivo de implementar una buena transición entre SIW y microstrip se debe estudiar la relación entre la impedancia SIW y microstrip que van a ser conectadas. En [11] se ha demostrado que cuando la impedancia característica de la SIW es superior a la de microstrip una transición hecha con SIW tiene mejores prestaciones que la transición convencional tipo taper. Como vemos en la figura 4.7 esta transición se genera haciendo una apertura en el cambio de microstrip a SIW de las vías. Siguiendo las ecuaciones analíticas [11], derivadas del uso de técnicas de ajuste de curvas, se pueden ubicar las vías que forman la transición.



**Fig. 4.7** Esquema y distribución campo eléctrico

#### 4.5.1.3 Divisores de potencia

Un divisor de potencia es un dispositivo capaz de repartir la potencia que recibe por su puerto de entrada entre un número  $n$  de salidas, siguiendo una determinada proporción con una matriz de dispersión que tiene la siguiente forma para el caso de tres accesos:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & \gamma & \delta \\ \beta & \delta & \varepsilon \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

El puerto 1 es el de la potencia incidente a dividir,  $|\alpha^2|$  y  $|\beta^2|$  las fracciones de potencia incidente que se reparten los puertos 2 y 3. Los divisores diseñados son redes de tres puertos pasivos (4.8), recíprocos (4.9) pero con pérdidas (4.10).

$$S_{ii} < 1 \quad - \quad S_{ij} < 1 \quad (4.11)$$

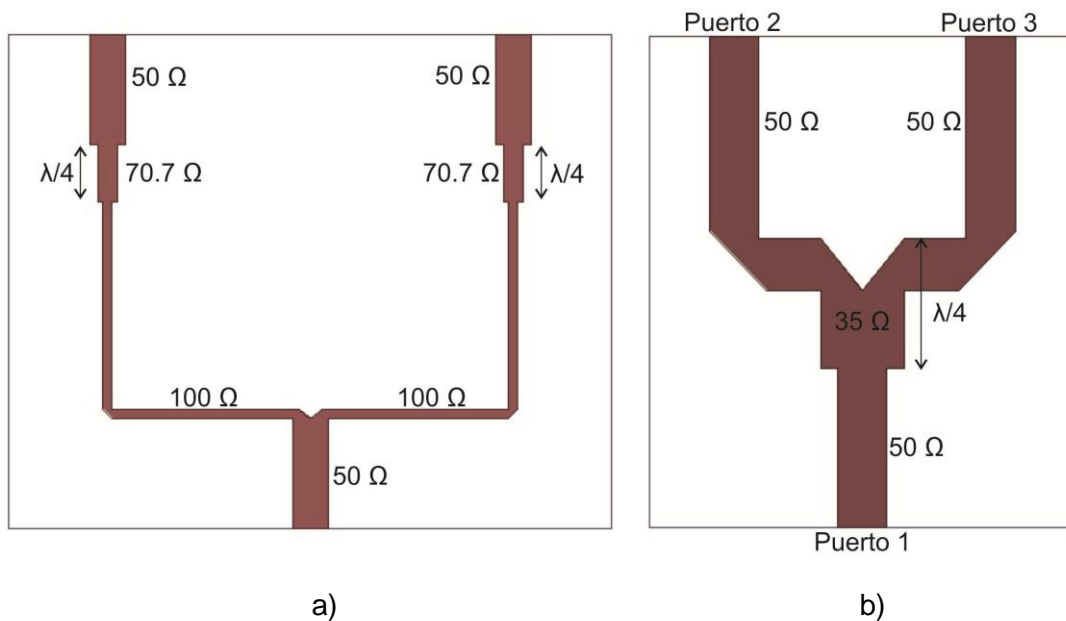
$$\begin{cases} S_{12} = S_{21} \\ S_{13} = S_{31} \\ S_{23} = S_{32} \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\begin{cases} |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{33}|^2 = 1 \\ |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{33}|^2 = 1 \end{cases} \quad (4.13)$$

#### 4.5.1.3.1 Divisores de potencia microstrip

Los divisores más comunes y simples son la unión T basados en adaptadores de impedancia de  $\lambda/4$ . En este caso, en la línea de entrada, se incluye un transformador de  $\lambda/4$  para adaptar la impedancia de entrada a la nominal del sistema.

En las figuras 4.8 se muestran dos divisores microstrip propuestos en [12]. Para una división simétrica (3dB) y una línea de entrada de  $50 \Omega$ . El primero se hace mediante dos líneas de  $100 \Omega$  y para volver a tener líneas de  $50 \Omega$  a la salida se consigue a partir de adaptadores de impedancia de  $\lambda/4$  de  $70.7 \Omega$ . El segundo pasa de  $50 \Omega$  a  $25 \Omega$  mediante un adaptador  $\lambda/4$  de  $35 \Omega$  para tener a la salida  $50 \Omega$ .

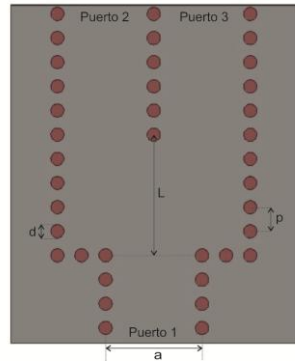


**Fig. 4.8** Divisor simétrico 3dB (a y b)

Para estos divisores, en caso de ser diseñados en el software HFFS, en los giros de  $90^\circ$  se debe insertar unas pequeñas transiciones, llamadas corners o codos, para conseguir la mejor división posible, tanto adaptación como señal incidente a los puertos de salida.

#### 4.5.1.3.2 Divisores de potencia SIW

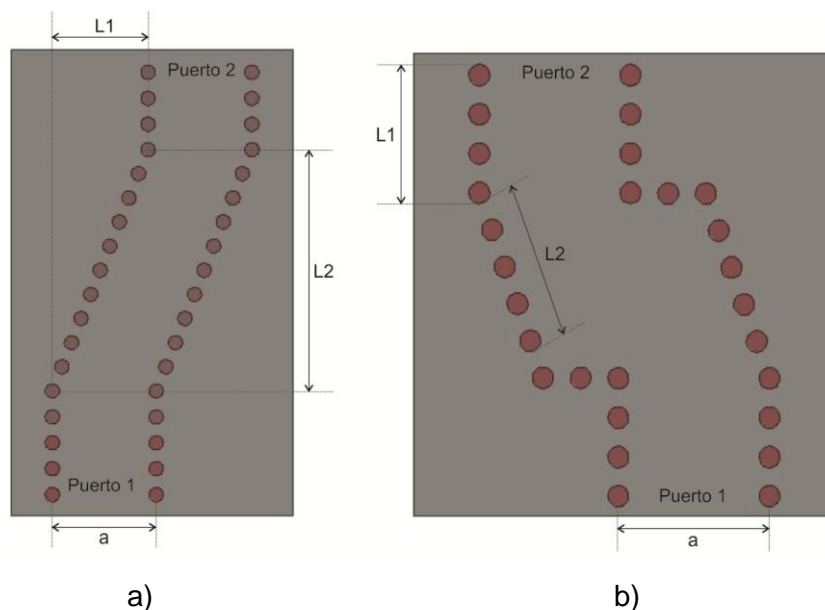
Los divisores de potencia SIW [13] se implementan en forma de Y. En base a las características del material que presenta y a la frecuencia de operación se determina el ancho de cada uno de los puertos del divisor utilizando la expresión (4.3). Una vez tenemos las aperturas de los puertos y los parámetros de las vías, diámetro y separación, hay que variar la distancia  $L$  para obtener un buen nivel de adaptación a la entrada para garantizar la división de media potencia.



**Fig. 4.9** Divisor simétrico 3dB SIW

#### 4.5.1.3.3 Codos SIW

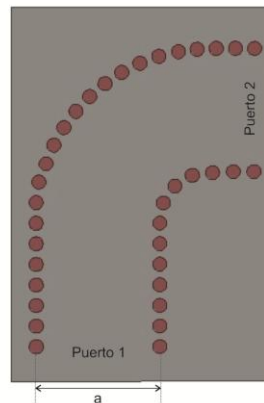
Los codos [14] constituyen una parte importante para la unión de dispositivos sobre el mismo sustrato. Por ejemplo para la conexión entre la red de alimentación con los dispositivos a alimentar.



**Fig. 4.10** Codos SIW

La figura 4.10 (a) presenta un codo formado por una entrada y salida rectas donde hay dos giros de  $45^\circ$ . La figura 4.10 (b) presenta un codo formado por una entrada y salida rectas y una transición diagonal con cierto ángulo. Tanto en el primero como en el segundo se debe variar las longitudes  $L_1$  y  $L_2$  para conseguir que el coeficiente de reflexión sea menor de -20 dB dentro de nuestra frecuencia de trabajo.

En la figura 4.11 se muestra un codo circular donde se puede hacer con el ángulo necesario para las necesidades del circuito.

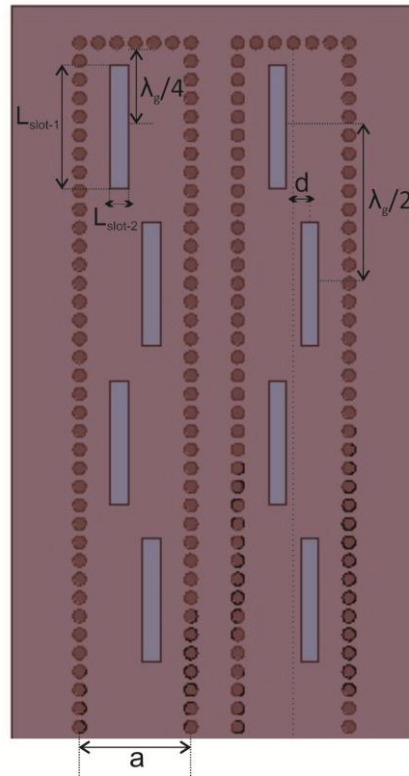


**Fig. 4.11** Codos SIW giro  $90^\circ$

#### 4.5.2 Diseño de ranuras

Las ranuras son aperturas en uno de los planos de masa de la línea de transmisión. En una ranura convencional, una de sus dos dimensiones debe ser mucho menor que la longitud de onda de la señal y la otra debe ser ligeramente inferior a  $\lambda/2$  para conseguir resonancia.

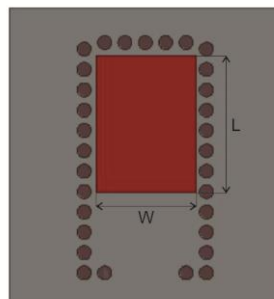
El tamaño de las ranuras (figura 4.12) viene dado por los valores de  $L_{slot-1}$  (largo) y  $L_{slot-2}$  (ancho). La posición con respecto al centro de la cara ancha viene dada por  $d$ . Las ranuras estarán separadas, entre centros, una distancia  $\lambda_g/2$  y la distancia de la última ranura, desde el centro, al final de la guía será de  $\lambda_g/4$  [7]. Para compensar los  $180^\circ$  de desfase que aparece en la onda estacionaria que excita las ranuras se alternan con respecto al centro la posición de ranuras contiguas.



**Fig. 4.12** Antena agrupación de ranuras

### 4.5.3 Diseño de parches

Las antenas de tipo parche son antenas planas fabricadas sobre tecnología de circuito impreso. La forma y dimensiones se calculan para que el parche disipe la potencia en forma de radiación. Las antenas tipo parche se clasifican según la forma. Las más habituales son los parches rectangulares y circulares, también se puede encontrar en forma de anillo, triangular u otros más irregulares.



**Fig. 4.13** Antena agrupación de ranuras



Se puede calcular las dimensiones para un parche microstrip a partir de las formulas 4.11, 4.12, 4.13 y 4.14. Una estimación inicial (4.11) de la anchura del parche ( $W$ ), Dado que algunas de las ondas viajan en el substrato y algunos en el aire, además del substrato de constante  $\epsilon_r$ , el parche también tiene constante  $\epsilon_0$ . Por ello se define la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{r_{eff}}$  (4.12) que contempla el efecto de ambos substratos en caso que  $W > h$ . Como el campo no cae perpendicular al parche, sino que se curva, se debe calcular  $\Delta L$ .

$$W = \frac{c_0}{2 \cdot f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.14)$$

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{W}}} \quad (4.15)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (4.16)$$

$$L = \frac{c_0}{2 \cdot f_r \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} - \Delta L \quad (4.17)$$

Los parches SIW prácticamente tendrán el mismo tamaño que los microstrip y se podrá optimizar el tamaño para conseguir la frecuencia de radiación deseada.

## Capítulo 5: Diseño y simulación

### 5.1 Introducción

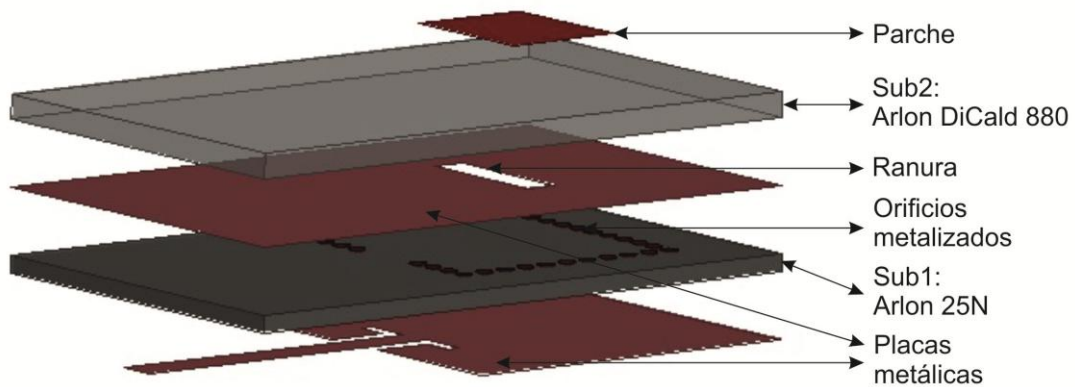
En esta sección presentaremos los diseños de la antena. Para el proyecto del radar, la especificación inicial de la antena debería llegar a 15 dB de ganancia a la frecuencia de trabajo de 24 GHz con una polarización lineal. El software utilizado en el proceso de simulación, parametrización y optimización fue Ansoft HFSS. Es una de varias herramientas comerciales utilizadas para el diseño de la antena, y el diseño de elementos RF. En este capítulo se muestra los diseños y simulaciones de los diferentes prototipos de antenas hechos durante el proyecto.

### 5.2 Arquitectura de la antena

Durante el PFG se han diseñado antenas sobre SIW utilizando dos substratos:

- Arlon 25N: Substrato de 0.508 mm de grosor cubierto de una capa de cobre, tanto por encima como por debajo. La constante dieléctrica de este substrato es  $\epsilon_r = 3.38$  y su tangente de pérdida esta en torno a  $\tan\delta = 0.003$  para 24 Ghz.
- Arlon DiClad 880: Substrato de 0.762 mm de grosor, cubierto de una capa de cobre tant por encima como por debajo. La constante dieléctrica de este substrato es  $\epsilon_r = 2.2$  o  $\epsilon_r = 2.17$  y su tangente de pérdida esta en torno a  $\tan\delta = 0.001$  para 24 Ghz.

La estructura escogida [15] tendrá 2 substratos. En el primero, Arlon 25N, tendrá la alimentación con su respectiva transición microstrip-SIW en la placa metalizada inferior. Este mismo tendrá orificios metalizados formando una guía de onda y en la placa superior del substrato habrá una ranura. El segundo substrato, Arlon DiClad 880, tendrá un parche en la placa metaliza superior (figura 5.1). La idea es hacer una antena acoplada entre la ranura y el parche alimentado a partir de la guía de onda SIW.



**Fig. 5.1** Estructura antena

### 5.3 Diseño de antena SIW

Teniendo la estructura definida indicaremos los pasos que se ha seguido para el diseño de la antena SIW:

- Se selecciona un dieléctrico. En nuestro caso Arlon 25N y DiClad 880.
- Se selecciona una frecuencia de corte  $f_c$  para el modo  $TE_{10}$  la cual debe ser inferior a la frecuencia de trabajo. Otra consideración de diseño es conseguir maximizar el ancho de la guía a para poder tener margen para colocar los otros elementos dentro de la guía.
- Una vez especificada la frecuencia de corte se obtiene el ancho de la guía convencional (4.1).
- Se encuentra la longitud de onda en la guía convencional (4.6).
- Se especifica el diámetro de los orificios metalizados y la distancia entre los orificios (4.6).
- Calcular el ancho de la guía SIW (4.3).
- Seleccionar un ancho de línea microstrip con impedancia de  $50 \Omega$  y su transición microstrip-SIW.
- Establecer las dimensiones de la ranura aproximadas.
- Establecer las dimensiones del parche (4.11, 4.12, 4.13, 4.14).

En los siguientes apartados veremos los diferentes diseños generados.

#### 5.3.1 Antena SIW: Elemento radiante unitario

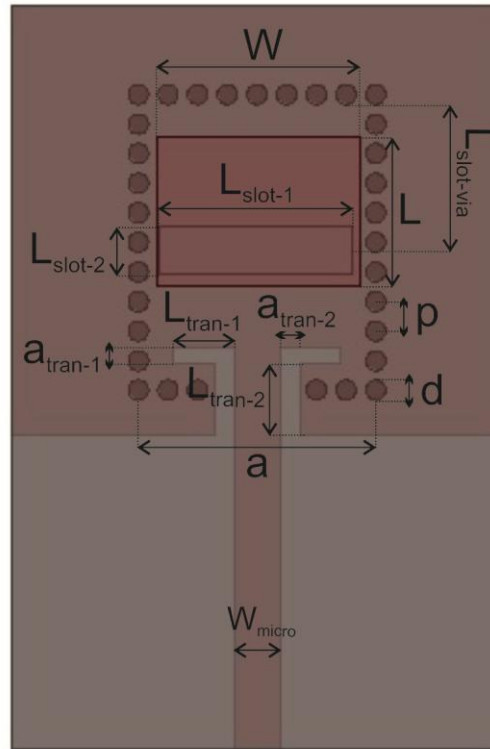
Inicialmente diseñamos el elemento radiante unitario que se utilizara en las agrupaciones de antenas diseñadas durante la realización del proyecto. En la figura 5.2 se muestra la estructura del primer diseño y en la tabla 5.1 se

muestra las dimensiones. Está formado por una ranura, en el primer sustrato, perpendicular a la dirección de la guía SIW a una distancia  $\lambda/4$ , aproximada, del final de la guía. La ranura está acoplada con un parche situado en el segundo sustrato.

**Tabla 5.1** Valores del diseño Elemento radiante unitario

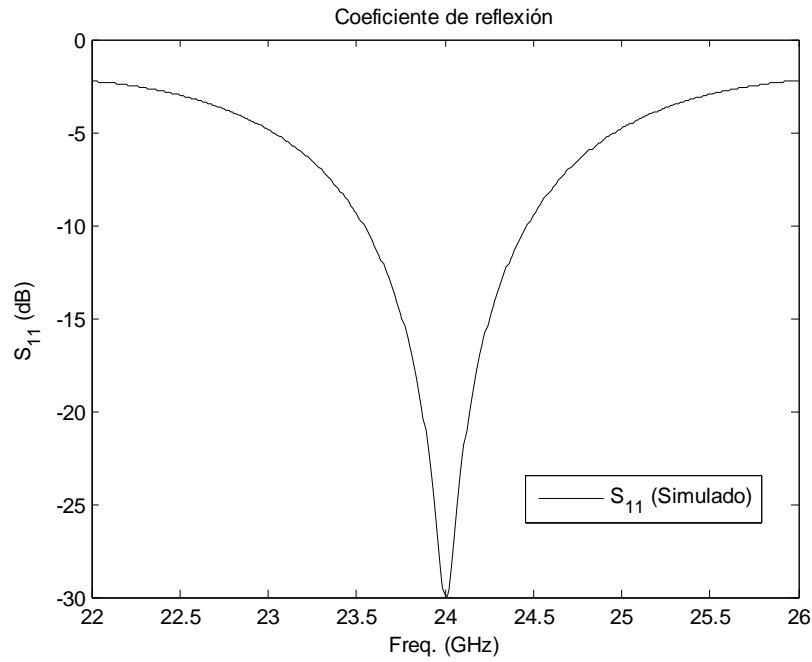
Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE_{10}}}$	14.66 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	29.33 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	8.6 mm
$a_{eqv}$	5.6 mm
$a$	5.92 mm
$p$	0.74 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	1.5 mm
$a_{tran-1}$	0.4 mm
$L_{tran-2}$	1.8 mm
$a_{tran-2}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.8 mm
$L_{slot-2}$	1.2 mm
$L$	3.74 mm
$W$	5.06 mm
$L_{slot-via}$	3.65 mm
$W_{micro}$	1.205 mm

Inicialmente se diseña la guía SIW para que entre el modo fundamental y el siguiente modo, más próximo, incluya la frecuencia de operación. El tamaño de la ranura [15], en el primer diseño, y el tamaño de parche se obtienen de 4.5.3.



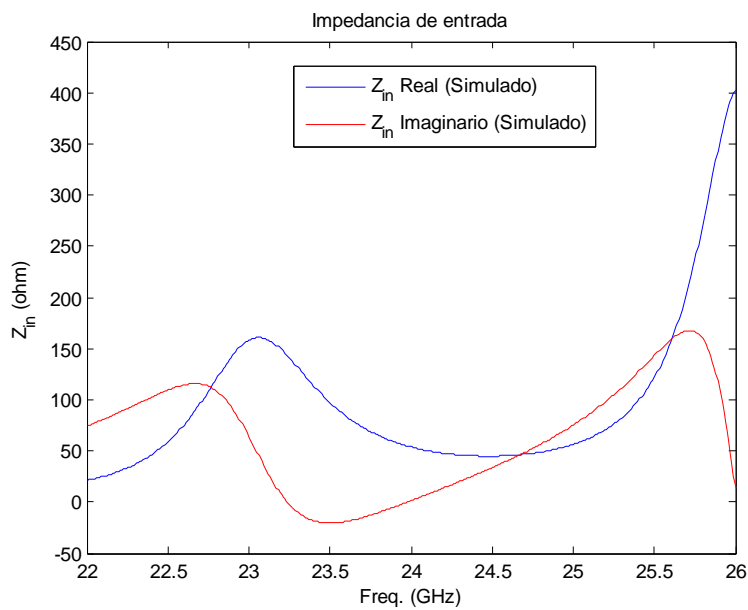
**Fig. 5.2** Elemento radiante unitario

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. En el software utilizado se puede hacer un diseño referenciado a variables para facilitar el proceso de optimización. Inicialmente se debe optimizar la posición de la ranura para conseguir un máximo de ganancia en el diagrama de radiación. Si el diseño sale desplazado en frecuencia se tendrá que optimizar las variables  $L_{slot-1}$ ,  $L_{slot-2}$ ,  $L$  y  $W$  para conseguir la frecuencia requerida. Se debe optimizar la posición del parche para que haya el mayor acoplo con la ranura, contribuyendo así en una mejor de  $S_{11}$ . Una vez conseguido el punto de máxima ganancia y no tenemos un coeficiente de reflexión por debajo de -20 dB se debe optimizar la transición,  $L_{tran-1}$ ,  $L_{tran-2}$ ,  $a_{tran-1}$  y  $a_{tran-2}$ . También se puede jugar con el largo de la guía, pero se recomienda hacerlo antes de optimizar los otros parámetros. En la figura 5.3, 5.4 y 5.5 se muestran los resultados de la simulación del primer diseño.



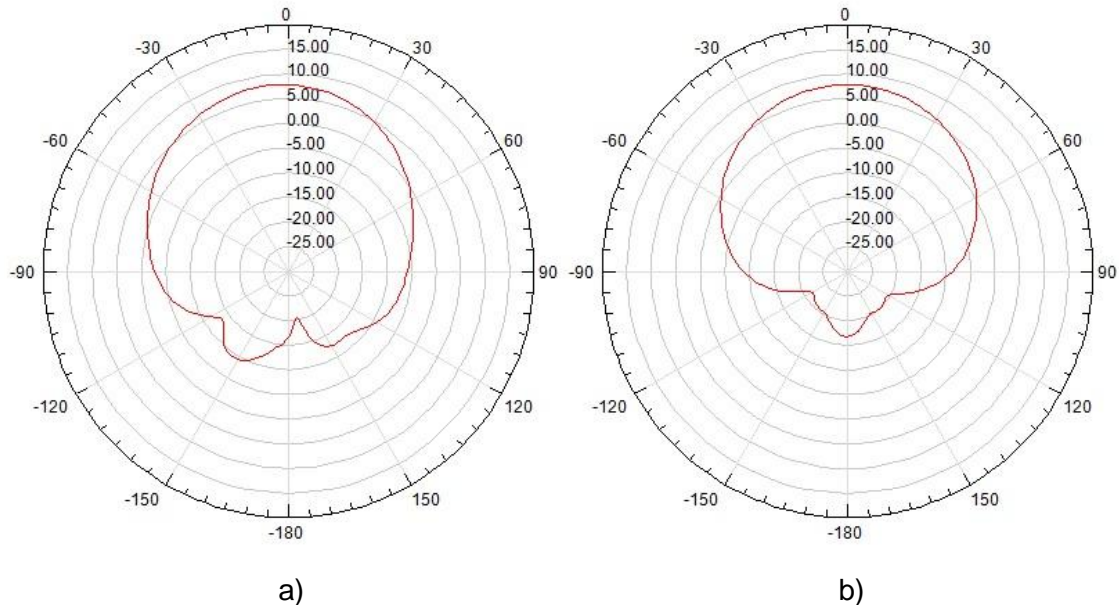
**Fig. 5.3**  $S_{11}$  Elemento radiante unitario

En la figura 5.3 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -30$  dB. El ancho de banda corresponderá a los puntos que estén por debajo de -10dB, entonces tendremos un ancho de banda aproximado de  $BW = 1$  GHz.



**Fig. 5.4**  $Z_{in}$  Elemento radiante unitario

En la figura 5.4 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño la impedancia es  $Z_{in} = 53.81 + 1.47j$ .



**Fig. 5.5** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura 5.5 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura 5.5a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 7.86$  dB. El ancho de haz, que se define como el intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es igual a la mitad de la potencia máxima, es de  $77^\circ$ . La relación delante/atrás, que se define como la diferencia en dB entre el nivel de la máxima radiación y el nivel de radiación a 180 grados, es de 24,6 dB. En la figura 5.5b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 7.86$  dB. El ancho de haz es de  $73^\circ$ . La relación delante/atrás es de 24,6 dB.

Una vez diseñado el elemento simple, empezaremos con la agrupación lineal. Primero se diseñará una antena 1x2 del elemento anterior. En la agrupación, si los dos elementos están separados  $\lambda/2$  producirá un máximo en la dirección perpendicular a la recta que une sus posiciones. En este caso la agrupación estará dispuesta en el eje X el máximo de radiación estará dispuesto en el eje Z. Teóricamente cada vez que doblamos la agrupación obtendremos aproximadamente 3 dB mas de ganancia.

Como vimos en el apartado 4.5.2, la agrupación de ranuras, primer substrato, se rige por  $\lambda_g/2$  ya que depende directamente de la guía. En el caso de los parches, segundo substrato, la agrupación se rige por  $\lambda_0/2$  ya que son los elementos radiantes de nuestro sistema.

El primer problema para la agrupación ha surgido. En el primer diseño  $\lambda_g/2 \neq \lambda_0/2$ , entonces la posición de la segunda ranura y segundo parche no estarán acoplados igual que el primero. Entonces hay que decidir si la separación de los elementos es  $\lambda_g/2$  o  $\lambda_0/2$ . Si la separación es una o la otra no se sumara constructivamente el diagrama para aumentar la ganancia, sino que obtendremos unos resultados que no son adecuados para nuestro objetivo.

Ahora ya sabemos como debe ser el diseño del elemento simple. Añadimos una nueva regla en el diseño  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$ . Las ranuras estarán alternadas a una distancia  $d_1$  del centro de la guía.

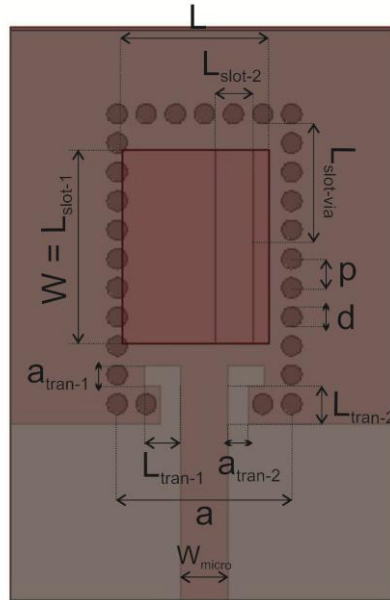
En la figura 5.6 se muestra la estructura del diseño  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$  y en la tabla 5.2 se muestra las dimensiones. Está formado por una ranura, en el primer sustrato, paralela a la dirección de la guía SIW a una distancia  $\lambda/4$  del final de la guía. La ranura esta acoplada con un parche situado en el segundo sustrato.

**Tabla 5.2** Valores del diseño Elemento radiante unitario  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$ .

Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE10}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE20}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	0.9 mm
$a_{tran-1}$	0.5 mm
$L_{tran-2}$	0.97 mm
$a_{tran-2}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.98 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$W_{micro}$	1.205 mm

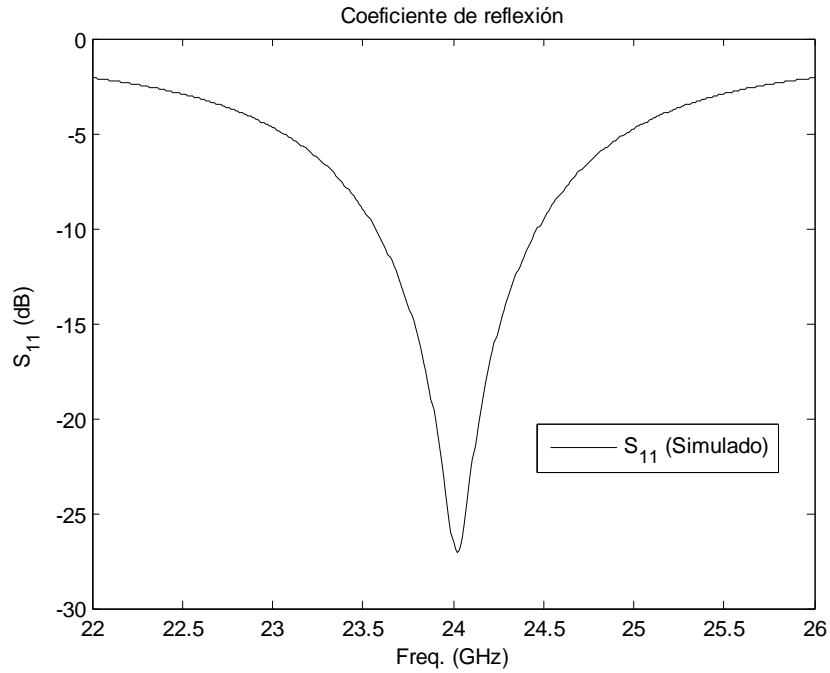


Inicialmente, como en el diseño anterior, se diseña la guía SIW para que  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$  y calculamos la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$  para ver si nuestra frecuencia de operación es válida para esta condición. Como se observa en la figura 5.6 se tuvo que cambiar la orientación del slot ya que con las nuevas dimensiones no cabía un slot transversal.



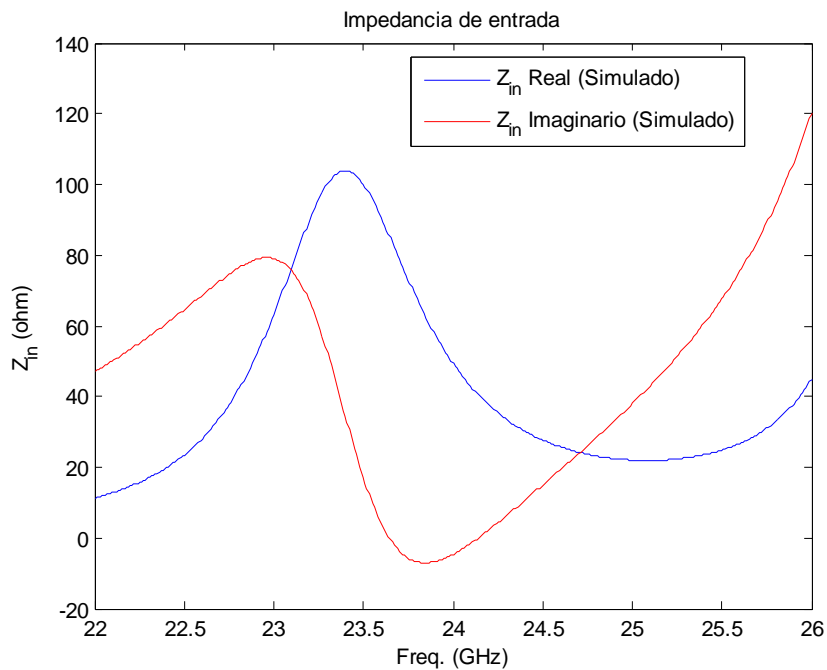
**Fig. 5.6** Elemento radiante unitario  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Inicialmente se debe optimizar la posición de la ranura y el parche para conseguir un máximo de ganancia en el diagrama de radiación. En este caso se deberá mover la ranura, si es necesario y siempre paralelo a la guía, para maximizar la ganancia en el plano Z. El acoplo entre la ranura y el parche afectará más al coeficiente de reflexión, si el acoplo es bueno se reflejará en el  $S_{11}$ . Si el diseño sale desplazado en frecuencia se tendrá que optimizar las variables  $L_{slot-1}$ ,  $L_{slot-2}$ ,  $L$  y  $W$  para conseguir la frecuencia requerida. Una vez conseguido el punto de máxima ganancia y no tenemos un coeficiente de reflexión por debajo de -20 dB se debe optimizar la transición,  $L_{tran-1}$ ,  $L_{tran-2}$ ,  $a_{tran-1}$  y  $a_{tran-2}$ . También se puede jugar con el largo de la guía, pero se recomienda hacerlo antes de optimizar los otros parámetros. En la figura 5.7, 5.8 y 5.9 se muestran los resultados de la simulación.



**Fig. 5.7**  $S_{11}$  Elemento radiante unitario  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$

En la figura 5.7 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -26.54$  dB. El ancho de banda corresponderá a los puntos que estén por debajo de -10dB, entonces tendremos un ancho de banda aproximado de  $BW = 0.89$  GHz.



**Fig. 5.8**  $Z_{in}$  Elemento radiante unitario  $\lambda_g/2 = \lambda_0/2$

En la figura 5.8 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño la impedancia es  $Z_{in} = 49.34 - 4.61j$ .

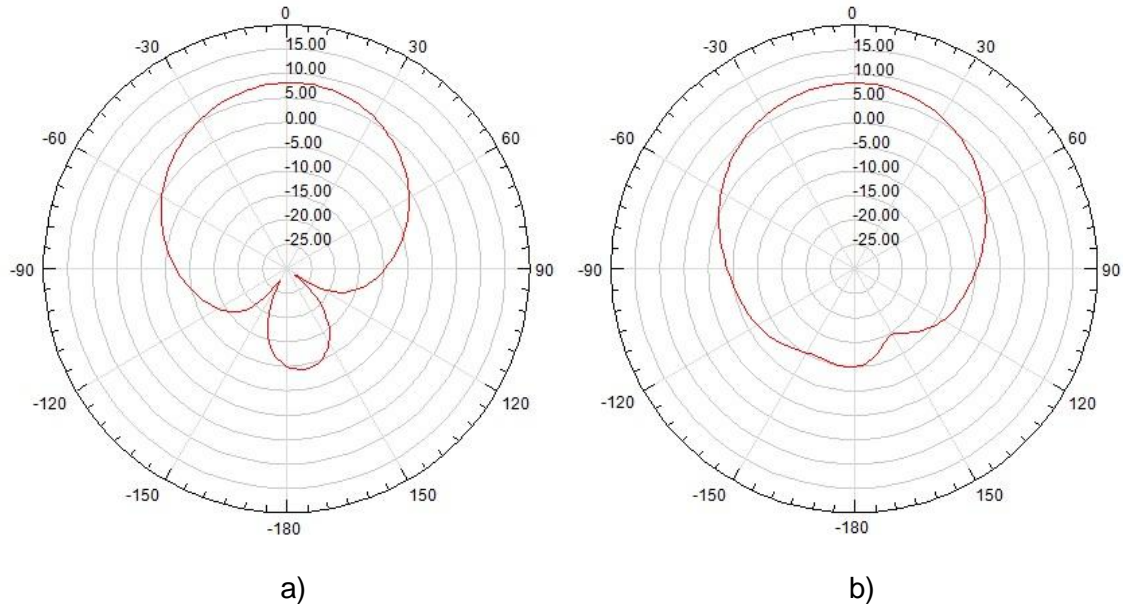


Fig. 5.9 Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura 5.9 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura 5.9a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 8.14$  dB. El ancho de haz, que se define como el intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es igual a la mitad de la potencia máxima, es de  $67^\circ$ . La relación delante/atrás, que se define como la diferencia en dB entre el nivel de la máxima radiación y el nivel de radiación a 180 grados, es de 18.13 dB. En la figura 5.9b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 8.14$  dB. El ancho de haz es de  $74^\circ$ . La relación delante/atrás es de 18.13 dB.

Ahora que tenemos un diseño adecuado para la agrupación, vamos a diseñar una agrupación lineal de dos elementos.

### 5.3.2 Antena SIW 1x2

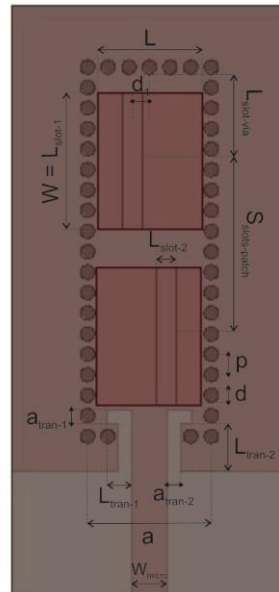
Diseñamos un nuevo prototipo de antena de dos elementos radiantes unitarios en serie, generando la nueva antena 1x2. Se debe recordar que la separación entre elementos, para una suma constructiva de los diagramas, debe ser  $\lambda/2$ . En la figura 5.10 se muestra la estructura del diseño y en la tabla 5.3 se muestra las dimensiones. Este diseño está formado por dos ranuras, en el

primer sustrato, paralelas a la dirección de la guía SIW a una distancia  $\lambda/4$  del final de la guía y separadas entre si  $\lambda_g/2$ . Las ranuras estarán alternadas a una distancia  $d_1$  del centro de la guía. Los parches, segundo sustrato, estarán separados  $\lambda_0/2$  entre ellos y acoplados a las ranuras del primer sustrato.

**Tabla 5.3** Valores del diseño 1x2

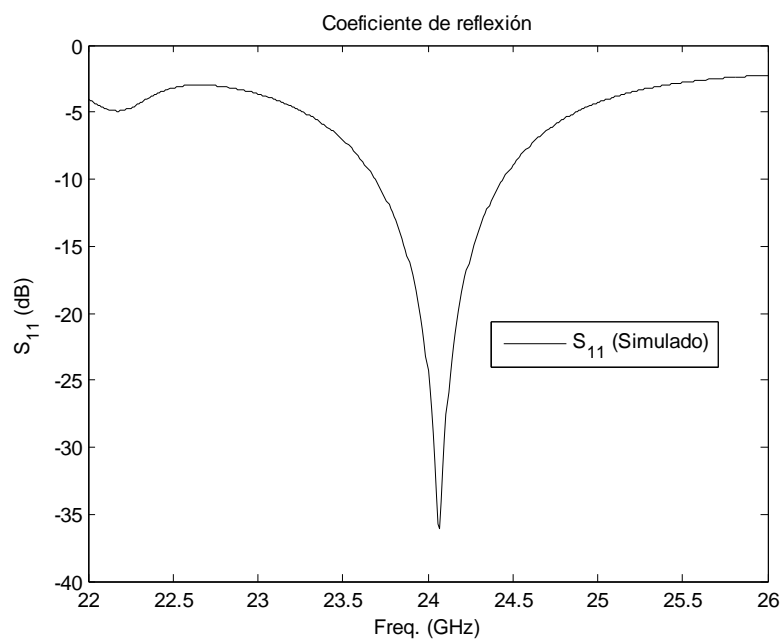
Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE_{10}}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	0.9 mm
$a_{tran-1}$	0.5 mm
$L_{tran-2}$	1.7 mm
$a_{tran-2}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.7 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$W_{micro}$	1.205 mm
$d_1$	0.615 mm
$S_{slots-patch}$	6.25 mm

A partir del diseño del elemento simple generaremos la antena 1x2. Hay que alargar la guía y colocar las ranuras en la posición adecuada, una respecto a la otra y la ultima respecto al final de la guía.



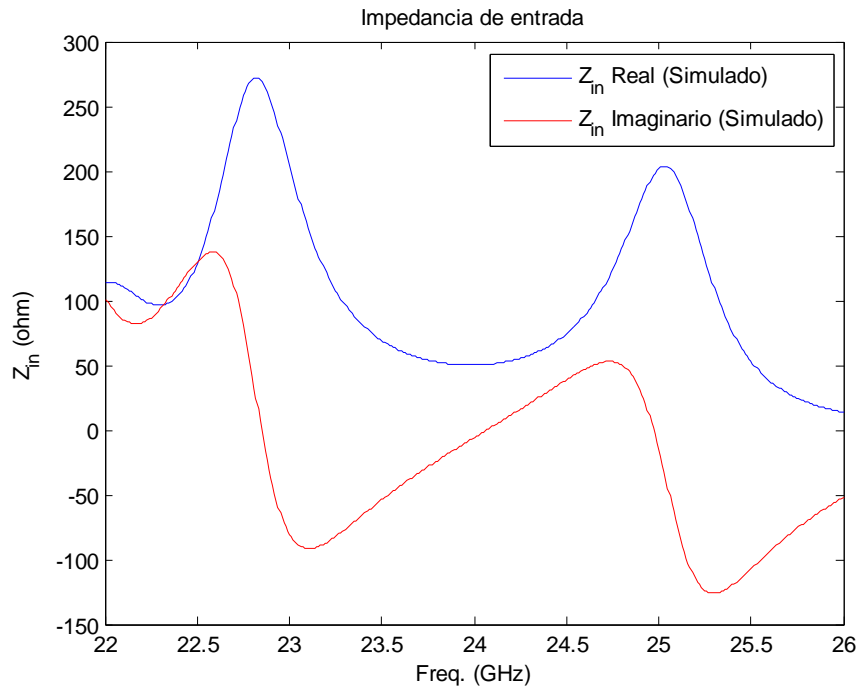
**Fig. 5.10** Antena 1x2

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. La separación entre elementos no se debería optimizar. Se recomienda crear una variable para poder mover las ranuras y los parches de forma conjunta en el eje Y (movimiento horizontal en figura 5.10) para buscar el punto de máxima ganancia. En la figura 5.11, 5.12 y 5.13 se muestran los resultados de la simulación.



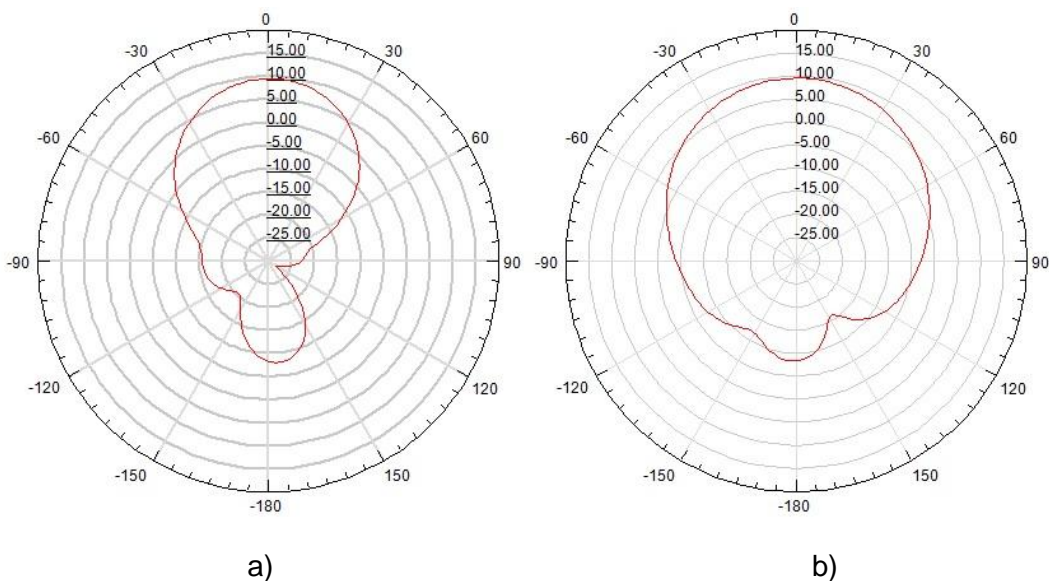
**Fig. 5.11** S<sub>11</sub> Antena 1x2

En la figura 5.11 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -24.32$  dB. El ancho de banda corresponderá a los puntos que estén por debajo de -10dB, entonces tendremos aproximadamente de  $BW = 0.75$  GHz.



**Fig. 5.12**  $Z_{in}$  Antena 1x2

En la figura 5.12 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño la impedancia es  $Z_{in} = 50.18 - 5.91j$ .



**Fig. 5.13** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura 5.13 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura 5.13a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 9.54$  dB, el ancho de haz es de  $46^\circ$  y la relación delante/atrás es de 17.82 dB. En la figura 5.13b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 9.54$  dB. El ancho de haz es de  $75^\circ$ . La relación delante/atrás es de 17.82 dB. Con esta nueva antena de dos elementos en serie obtenemos 1.4 dB de ganancia más que el diseño anterior.

Ahora generaremos, a partir de este diseño, la nueva antena 1x4.

### 5.3.3 Antena SIW 1x4

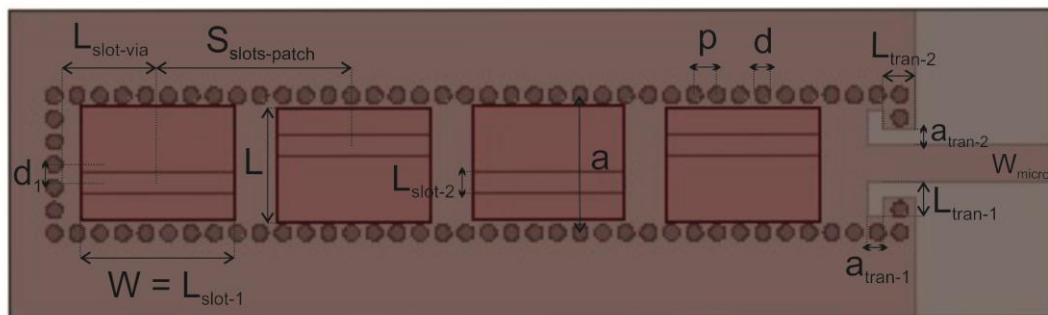
Diseñamos un nuevo prototipo de antena de cuatro elementos radiantes unitarios en serie, generando la nueva antena 1x4. Se debe recordar que la separación entre elementos, para una suma constructiva de los diagramas, debe ser  $\lambda/2$ . En la figura 5.14 se muestra la estructura del diseño y en la tabla 5.4 se muestra las dimensiones. Este diseño está formado por cuatro ranuras, en el primer sustrato, paralelas a la dirección de la guía SIW a una distancia  $\lambda/4$  del final de la guía y separadas entre sí  $\lambda_g/2$ . Las ranuras estarán alternadas a una distancia  $d_1$  del centro de la guía. Los parches, segundo sustrato, estarán separados  $\lambda_0/2$  entre ellos y acoplados a las ranuras del primer sustrato.

**Tabla 5.4** Valores del diseño 1x4

Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE_{10}}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	1.1 mm
$a_{tran-1}$	0.5 mm
$L_{tran-2}$	1.07 mm

$a_{\text{tran-2}}$	0.5 mm
$L_{\text{slot-1}}$	4.9 mm
$L_{\text{slot-2}}$	0.7 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{\text{slot-via}}$	3.125 mm
$W_{\text{micro}}$	1.205 mm
$d_1$	0.615 mm
$S_{\text{slots-patch}}$	6.25 mm

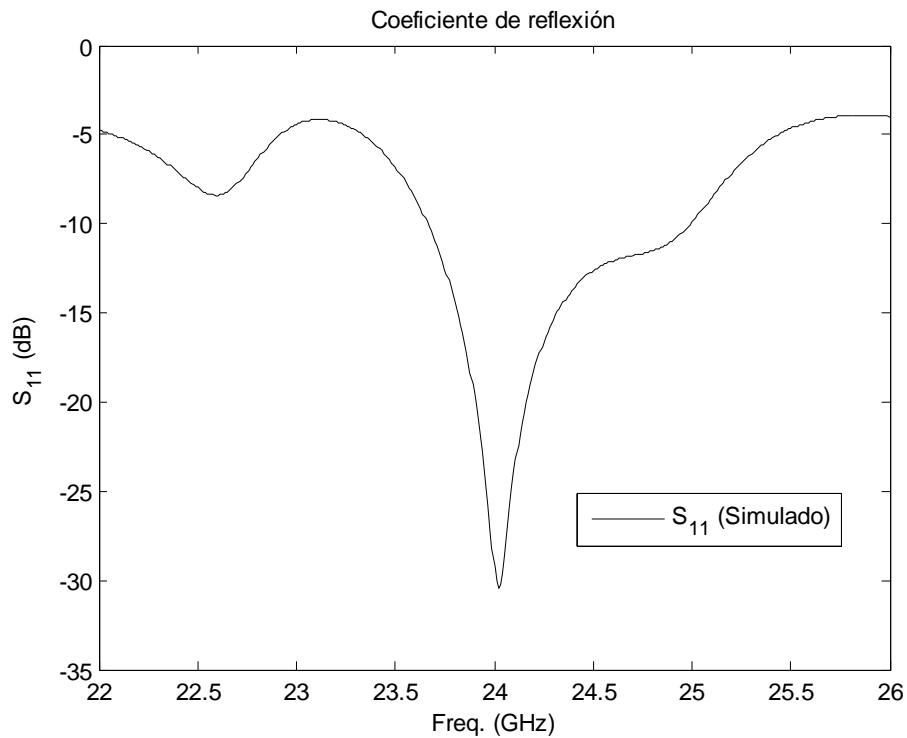
A partir del diseño 1x2 generaremos la antena 1x4. Hay que alargar la guía y colocar las ranuras en la posición adecuada, una respecto a la otra y la ultima respecto al final de la guía.



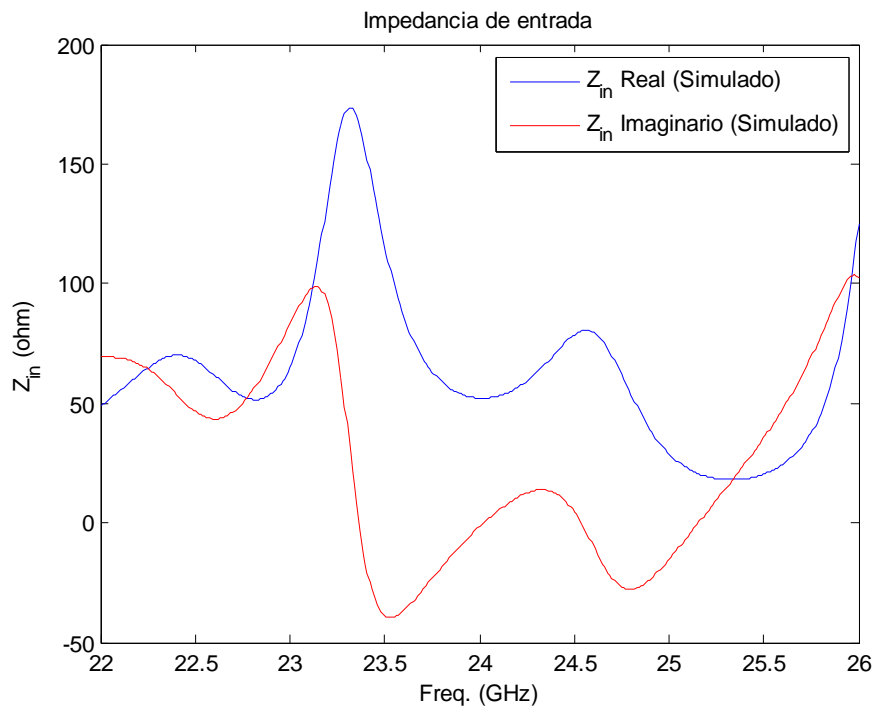
**Fig. 5.14** Antena 1x4

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. La separación entre elementos no se debería optimizar. En la figura 5.15, 5.16 y 5.17 se muestran los resultados de la simulación.

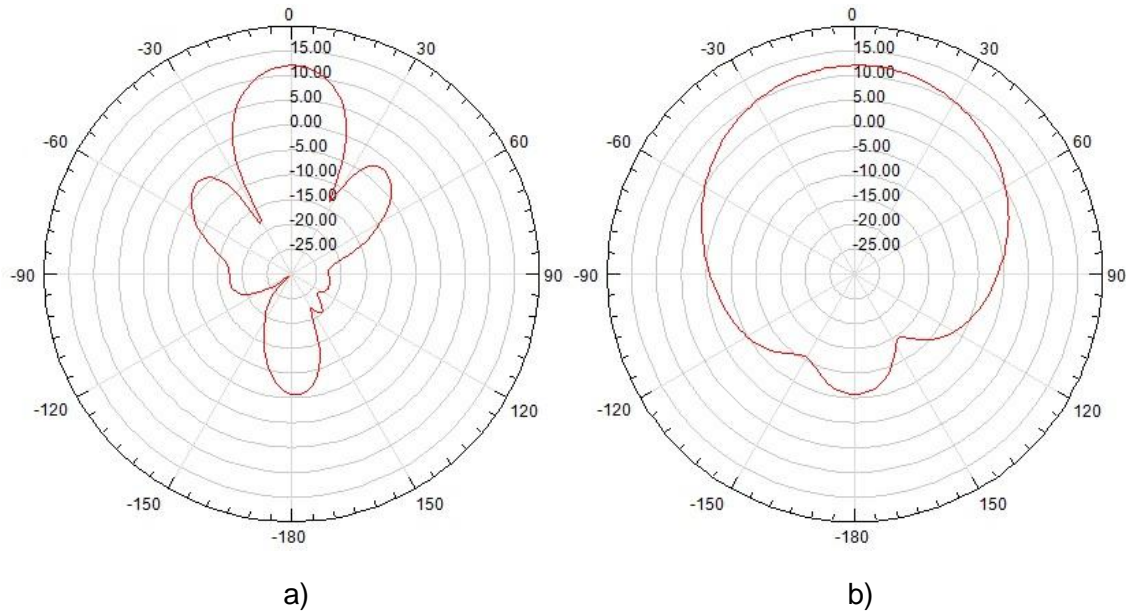


**Fig. 5.15**  $S_{11}$  Antena 1x4

En la figura 5.15 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -29.23$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 1.32$  GHz.

**Fig. 5.16**  $Z_{in}$  Antena 1x4

En la figura 5.16 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño la impedancia es  $Z_{in} = 52.11 - 1.65j$ .



**Fig. 5.17** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura 5.17 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura 5.17a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 12.13$  dB, el ancho de haz es de  $25^\circ$ , la relación delante/atrás es de 17.87 dB y la relación de lóbulo principal a secundario de 14.28 dB. En la figura 5.13b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 12.13$  dB. El ancho de haz es de  $75^\circ$ . La relación delante/atrás es de 17.87 dB. Con esta nueva antena de dos elementos en serie obtenemos 2.59 dB de ganancia más que el diseño anterior.

Ahora generaremos, a partir de este diseño, la nueva agrupación bidimensional cuyos elementos están sobre un plano. Antes de eso diseñaremos el divisor para poder diseñar la antena 2x4.

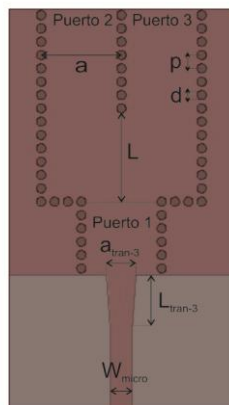
### 5.3.4 Divisores

Se diseña un divisor 3 dB SIW para la construcción de la antena 2x4. En la figura 5.18 se muestra la estructura del diseño y en la tabla 5.5 se muestra las dimensiones.

**Tabla 5.5** Valores del divisor

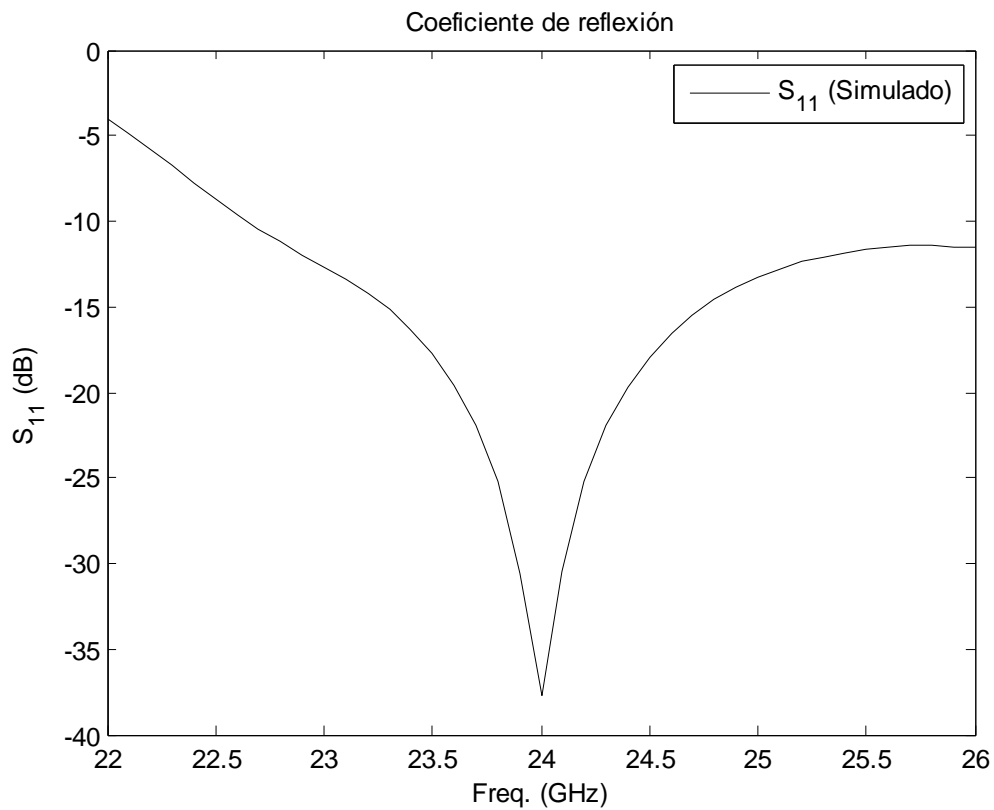
Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$f_{cTE_{10}}$	20.15 GHz
$f_{cTE_{20}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-3}$	3 mm
$a_{tran-3}$	1.604 mm
$W_{micro}$	1.205 mm
$L$	5.13 mm

Inicialmente se diseña la guía SIW para que entre el modo fundamental y el siguiente modo, más próximo, incluya la frecuencia de operación. Como la SIW ya está diseñada se aplicara los mismos valores y estructura para el divisor SIW de 3 dB. Se aplicara una transición tipo taper para este diseño.



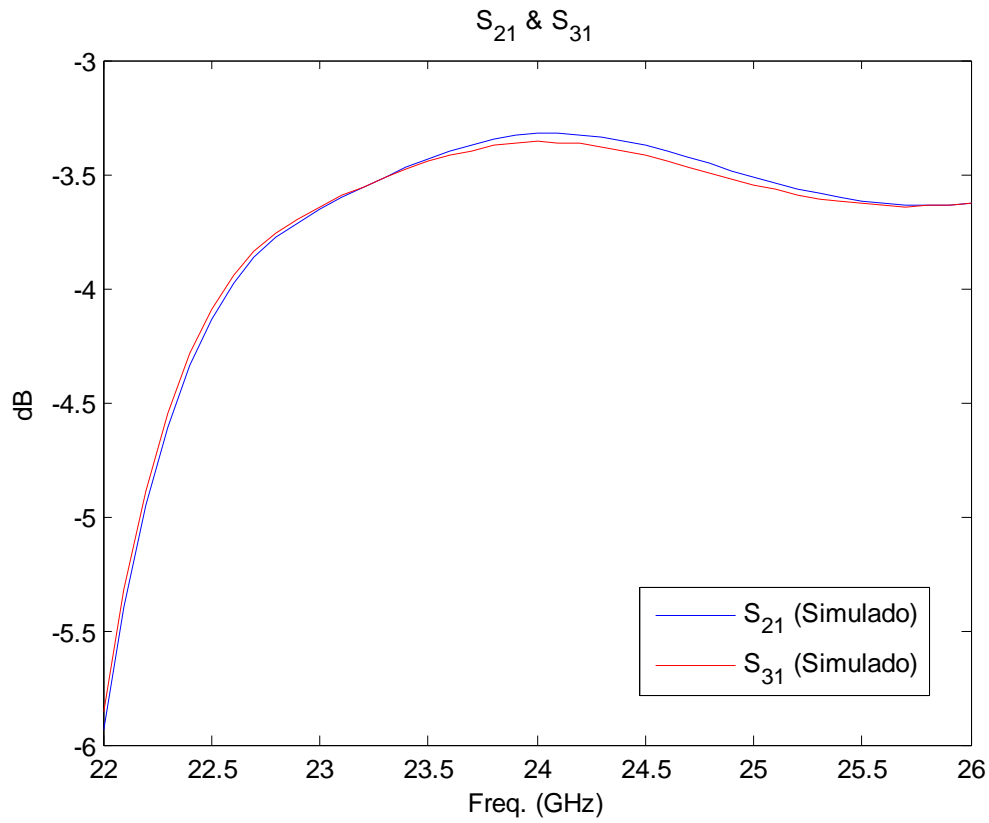
**Fig. 5.18** Divisor 3dB

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. En el caso del divisor se debe jugar con el largo de la guía, tanto en puerto 1 como en el 2 y 3, y con  $L$ ,  $L_{tran-3}$  y  $a_{tran-3}$  para obtener un coeficiente de reflexión menor a -20 dB. En la figura 5.19, 5.20 y la expresión 5.1 se muestran los resultados de la simulación del divisor.



**Fig. 5.19**  $S_{11}$  Divisor 3dB

En la figura 5.19 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -37.76$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 3.3$  GHz.



**Fig. 5.20**  $S_{21}$  y  $S_{31}$  Divisor 3dB

En la figura 5.20 se muestra el resultado del  $S_{21} = - 3.32$  dB y  $S_{31} = - 3.35$  dB a 24 GHz. En la ecuación (5.1) se muestra la matriz de dispersión referente al divisor SIW.

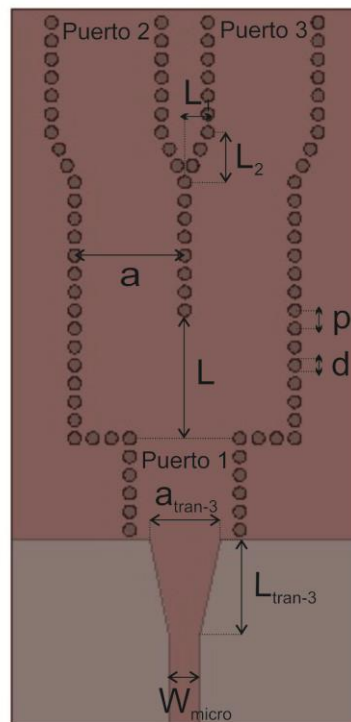
$$S = \begin{pmatrix} 0.013 & 0.682 & 0.679 \\ 0.682 & 0.468 & 0.493 \\ 0.679 & 0.493 & 0.472 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Una vez diseñado el divisor, vamos a añadirle los codos adecuados para la distribución de la antena 2x4. Los codos hacen una transición suave entre el divisor y las antenas. En la figura 5.21 se muestra la estructura del diseño y en la tabla 5.6 se muestra las dimensiones.

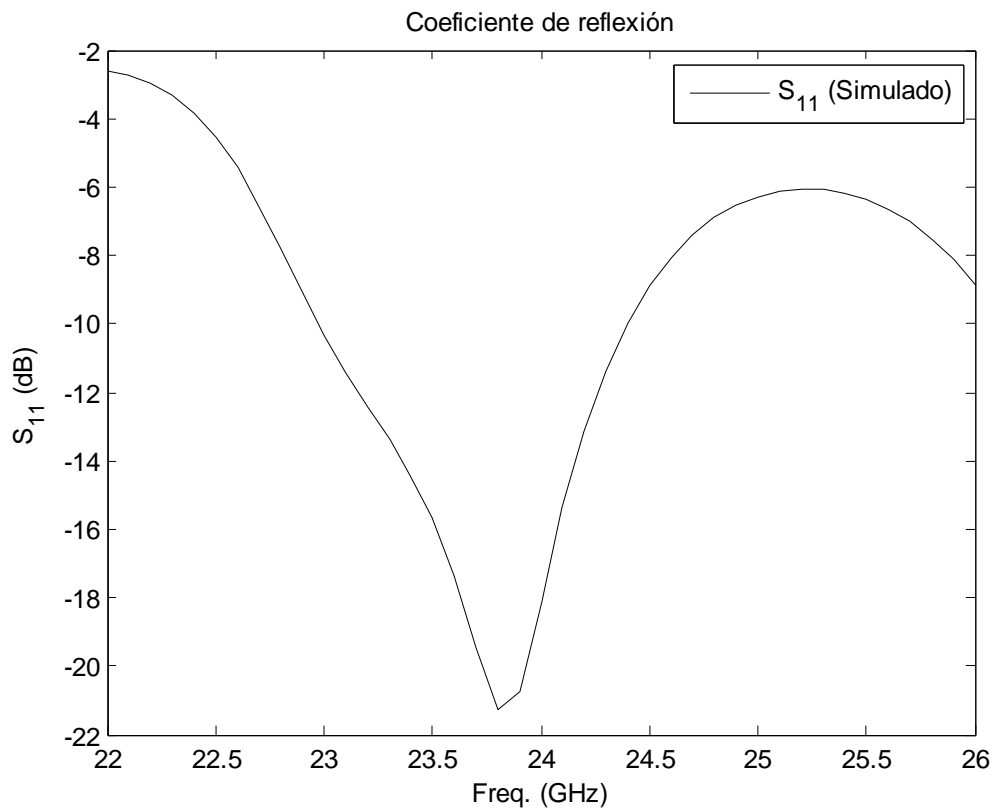
**Tabla 5.6** Valores del divisor + codos

Variables	Valores
$\epsilon_{r25N}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$f_{cTE_{10}}$	20.15 GHz
$f_{cTE_{20}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-3}$	3.9 mm
$a_{tran-3}$	2.8 mm
$W_{micro}$	1.205 mm
$L$	5.13 mm
$L_1$	0.93 mm
$L_2$	2 mm

Los codos deben empezar al final del divisor y acabar justo en la entrada de las antenas. Si fuera necesario se deberá saber cómo queda la distribución de las antenas para adecuar los codos de la mejor manera posible.

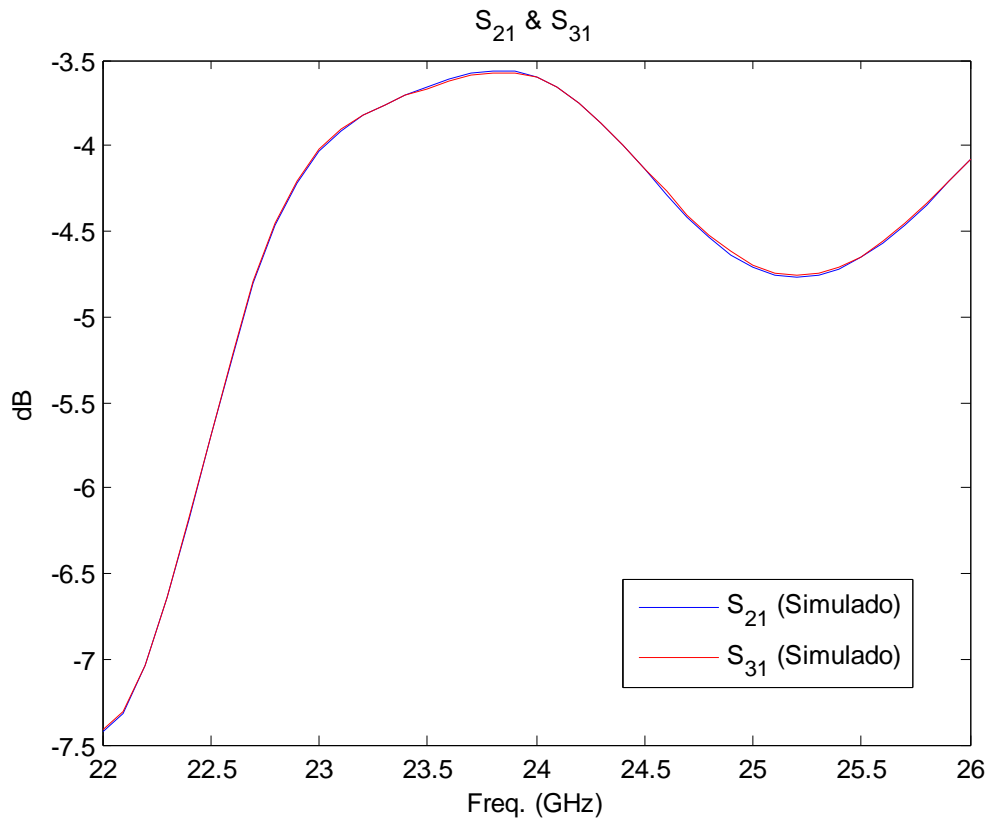
**Fig. 5.21** Divisor 3dB + codos

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS habría que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. En este caso solo se dispusieron los codos a la salida y se ha modificado la transición microstrip-SIW para mejorar el  $S_{11}$ . En el caso de querer optimizar el divisor con codos se debería jugar con  $L1$  y  $L2$  para conseguir un  $S_{11}$  menor a -20 dB. En la figura 5.22, 5.23 se muestran los resultados de la simulación del divisor.



**Fig. 5.22**  $S_{11}$  Divisor 3dB + codos

En la figura 5.22 se puede observar que el coeficiente de reflexión no es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -18.12$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 1.4$  GHz.



**Fig. 5.23**  $S_{21}$  y  $S_{31}$  Divisor 3dB + codos

En la figura 5.23 se muestra el resultado del  $S_{21} = -3.59$  dB y  $S_{31} = -3.59$  dB a 24 GHz. En el anexo 1 se muestran otros diseños de divisores.

### 5.3.5 Antena SIW 2x4

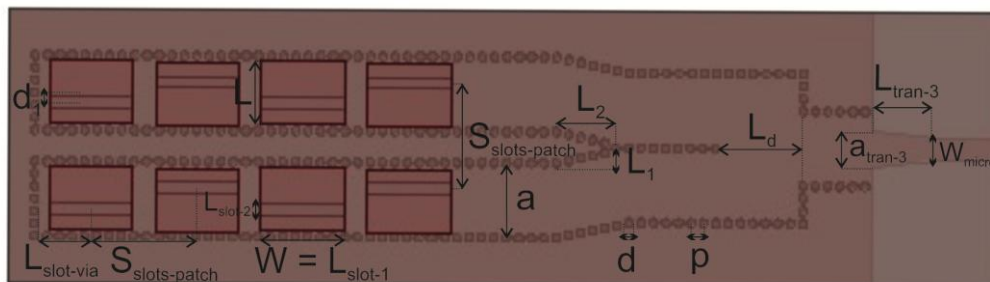
Diseñamos un nuevo prototipo de antena con 2 antenas de cuatro elementos radiantes unitarios en serie, generando la nueva antena 2x4. Se debe recordar que la separación entre elementos, para una suma constructiva de los diagramas, debe ser  $\lambda/2$ . En la figura 5.24 se muestra la estructura del diseño y en la tabla 5.7 se muestra las dimensiones. Este diseño está formado por dos antenas de cuatro ranuras, en el primer sustrato, paralelas a la dirección de la guía SIW a una distancia  $\lambda/4$  del final de la guía y separadas entre sí  $\lambda_g/2$ . Las ranuras estarán alternadas a una distancia  $d_1$  del centro de la guía. Los parches, segundo sustrato, estarán separados  $\lambda_0/2$  entre ellos y acoplados a las ranuras del primer sustrato.



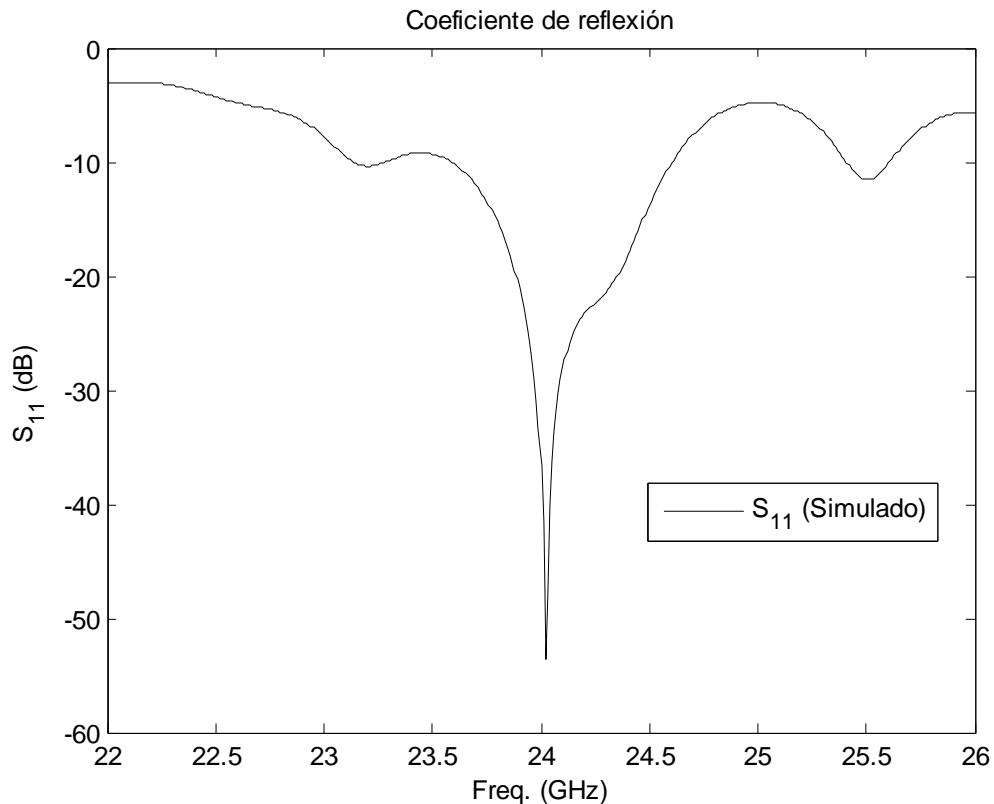
**Tabla 5.7** Valores del diseño 2x4

Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE_{10}}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-3}$	4 mm
$a_{tran-3}$	2.2 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.7 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$W_{micro}$	1.205 mm
$d_1$	0.635 mm
$S_{slots-patch}$	6.25 mm
$L$	5.18 mm
$L_1$	0.93 mm
$L_2$	3.53 mm

A partir del diseño 1x4 con la unión de un divisor con codos de 3 dB crearemos la antena 2x4. Hay que duplicar la antena 1x4 y desplazarla  $\lambda/2$  y unirla al divisor con codos. En este diseño se utilizara la misma transición que se diseño en el divisor.

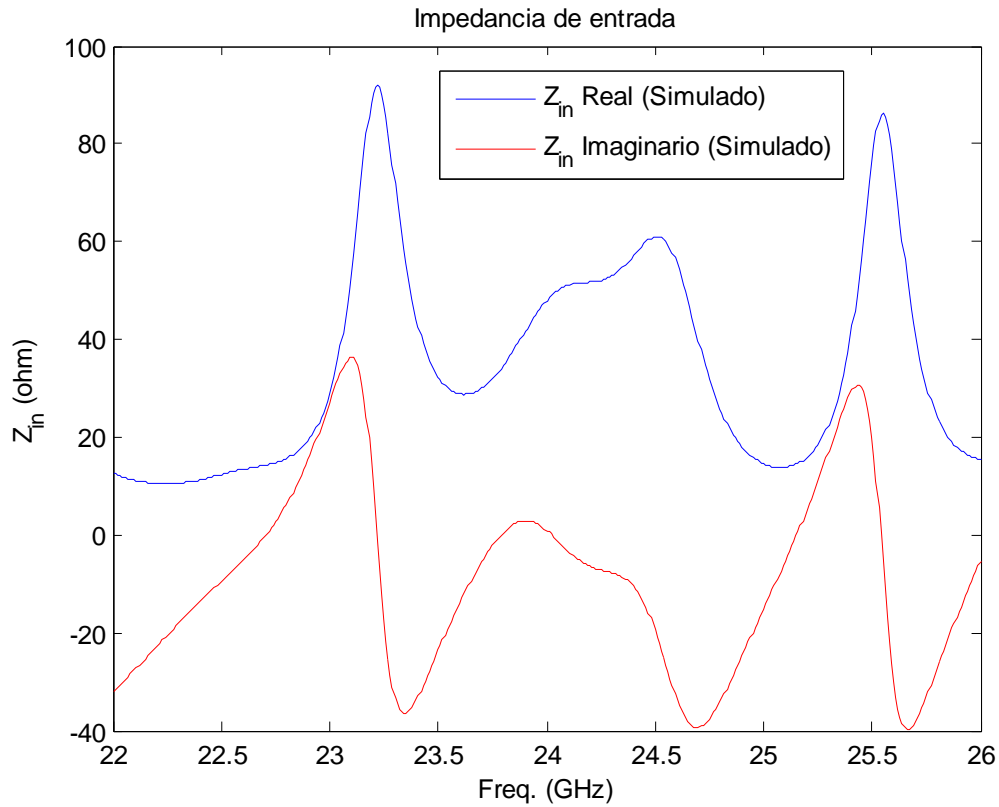
**Fig. 5.24** Antena 2x4

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. Como se muestra en la figura 5.24 los codos se han modificado respecto a su diseño inicial para mejorar las prestaciones de la antena. La separación entre elementos no se debería optimizar. En la figura 5.25, 5.26 y 5.27 se muestran los resultados de la simulación.



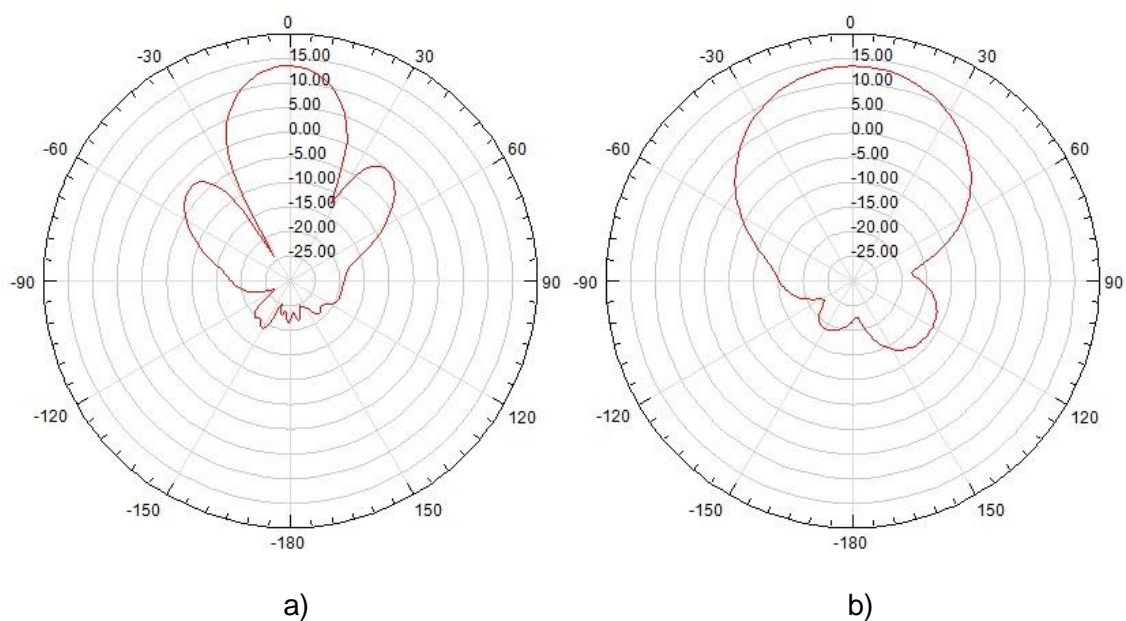
**Fig. 5.25**  $S_{11}$  Antena 2x4

En la figura 5.25 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -36.65$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 1$  GHz. Teniendo en cuenta que la antena se diseña para un radar de automóvil, el ancho de banda es suficientemente grande para recibir la variación de frecuencia producida por la velocidad.



**Fig. 5.26**  $Z_{in}$  Antena 2x4

En la figura 5.26 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño  $Z_{in} = 48 + 0.92j$ .



**Fig. 5.27** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura 5.27 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura 5.27a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 13.53$  dB, el ancho de haz es de  $25^\circ$ , la relación delante/atrás es de 35.44 dB y la relación de lóbulo principal a secundario de 13.71 dB. En la figura 5.27b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 13.53$  dB. El ancho de haz es de  $48^\circ$ . La relación delante/atrás es de 35.44 dB. Con esta nueva antena de dos elementos en serie obtenemos 1.4 dB de ganancia más que el diseño anterior.

Este prototipo fue el escogido para la fabricación aunque no llegue las especificaciones iniciales de 15 dB de ganancia. En el anexo 2 se muestran otros diseños generados durante la elaboración del proyecto. En el anexo 3 se muestra el artículo creado a partir de este diseño.

## Capítulo 6: Fabricación y medidas

### 6.1 Introducción

En este capítulo se mostrara como se ha fabricado el diseño elegido y sus correspondientes medidas en el laboratorio. Para la fabricación se utilizara Microfresadora-taladradora LPKF ProtoMat C100/HF. Para las medidas se utilizara el analizador de redes de Agilent technologies E8361A 10 MHz – 67 GHz para medir el coeficiente de reflexión y la cámara anecoica ETS-Lindgren del CTTC para medir el diagrama de radiación. Se fabricaron dos prototipos de antenas, inicialmente se fabricara la antena SIW 2x4 para el radar de automóvil, posteriormente se fabricara el elemento simple rediseñado (Anexo 2.3).

### 6.2 Fabricación

Para la fabricación se utiliza Microfresadora-taladradora LPKF ProtoMat C100/HF (Fig. 6.1).

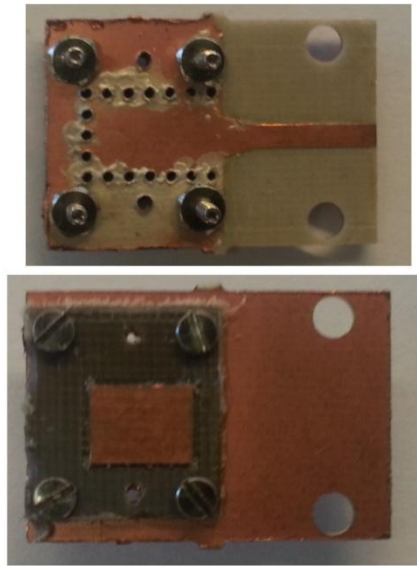


**Fig. 6.1** LPKF ProtoMat C100/HF

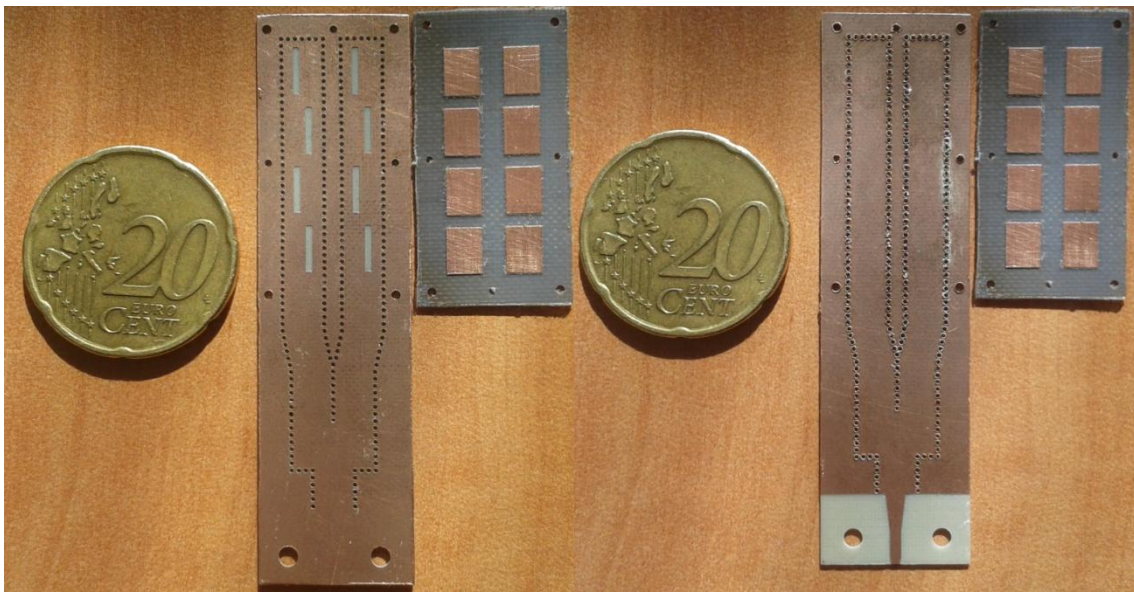
Con un taladro de 0.5 mm de diámetro se crean las vías en el sustrato Arlon 25N y se metalizan mediante una pasta conductora y una mesa de vacío. Una vez introducida la pasta conductora se pone la antena en el horno unos 20 minutos. Una vez metalizadas las vías se procede a fresar la capa metálica inferior del sustrato para crear la línea microstrip y su correspondiente transición hacia la estructura SIW. En la capa metálica superior del sustrato se fabrican los slots con una fresa. En el sustrato DiCald 880, en la capa metálica superior, se crean los parches y la capa metálica inferior será pelada dejando el sustrato sin metal por debajo.

Una vez fabricada solo se tendrá que unir los dos substratos mediante una cola especial para circuitos o unos tornillos colocados estratégicamente para mantener la estructura unida.

En la figura 6.2 se muestra el resultado de la fabricación el elemento radiante simple. El elemento simple fabricado es un rediseño con un cambio entre la separación y diámetro de las vías (Anexo 2.3). En la figura 6.3 se muestra el resultado de la fabricación de la antena 2x4. Como se puede observar, en las dos antenas fabricadas, tiene unos agujeros a los lados de la línea microstrip para poder colocar un conector SMA para medir.



**Fig. 6.2** Fabricación Antena Elemento simple rediseñado



**Fig. 6.3** Fabricación Antena SIW 2x4

Una vez fabricado, una de las críticas recibidas sobre el diseño fue que las vías estaban poco separadas y podría haber problemas en la fabricación, aunque no hubo ningún contratiempo. Se rediseñaron todos los circuitos para un diámetro de vías de 0.6 mm y una separación entre ellas de 1.1 mm. El elemento simple rediseñado se muestra en el anexo 2.3.

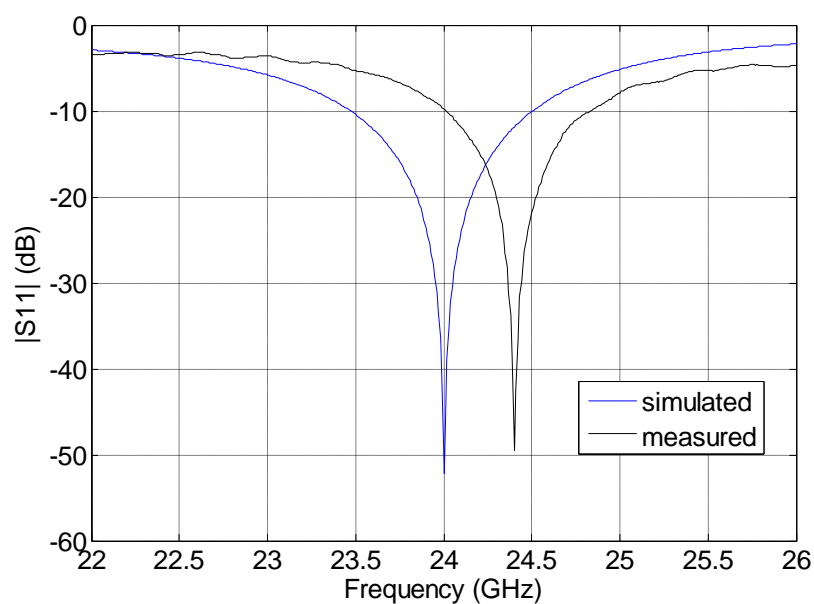
### 6.3 Medidas

Para las medidas del coeficiente de reflexión se utilizara el Agilent technologies E8361A (figura 6.4).



**Fig. 6.4** Agilent E8361A

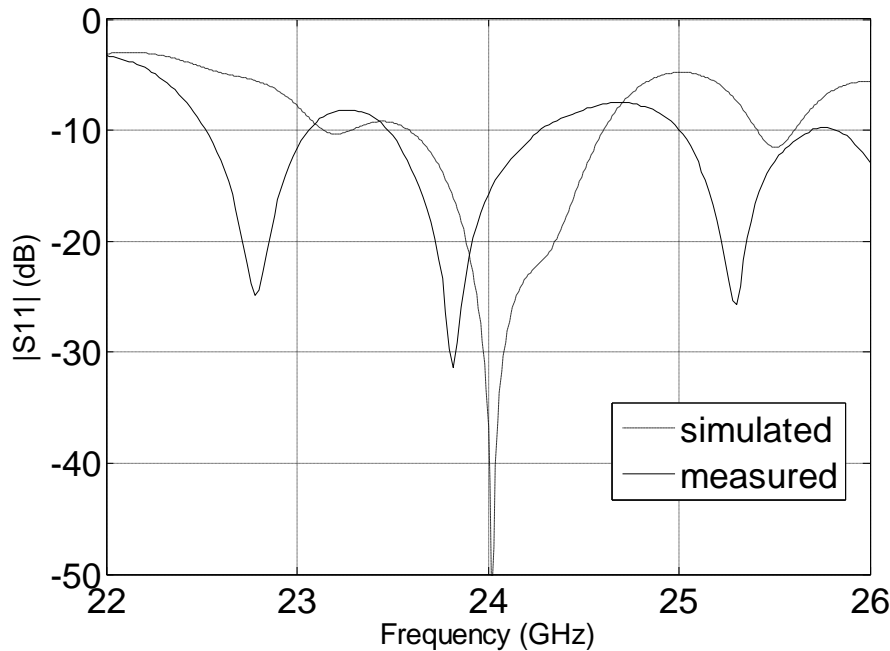
Medimos primero el  $S_{11}$  del elemento simple rediseñado (Anexo A2.3) con la separación de 1.1 mm entre vías y con un diámetro de 0.6 mm. En la figura 6.5 se muestra el coeficiente de reflexión simulado con el medido.



**Fig. 6.5**  $S_{11}$  antenna SIW elemento simple, simulado y medido

En la figura 6.5 se muestra el coeficiente de reflexión simulado con el medido de la antenna simple. Vemos que la resonancia medida esta desplazada respecto a la frecuencia de trabajo, asique tenemos un  $S_{11} = -9.76$  dB a 24 GHz. La resonancia más cercana a nuestra frecuencia de operación es a 24.4 GHz con un  $S_{11} = -49.44$ .

Medimos primero el  $S_{11}$  de la antenna SIW 2x4 (5.3.5).



**Fig. 6.6**  $S_{11}$  antenna SIW 2x4 simulada y medida

En la figura 6.6 se muestra el coeficiente de reflexión simulado con el medido. Vemos que la resonancia medida esta desplazada respecto a la frecuencia de trabajo de la simulación, así que tenemos un  $S_{11} = -15.81$  dB a 24 GHz. La resonancia más cercana a nuestra frecuencia de operación es a 23.82 GHz con un  $S_{11} = -31.43$ . Han aparecido dos resonancias, una en 22.78 GHz con un  $S_{11} = -24.88$  y otra en 25.3 GHz con un  $S_{11} = -25.76$ . En la simulación se puede intuir estas dos resonancias medidas pero con un  $S_{11}$  igual a 10 dB aproximadamente.

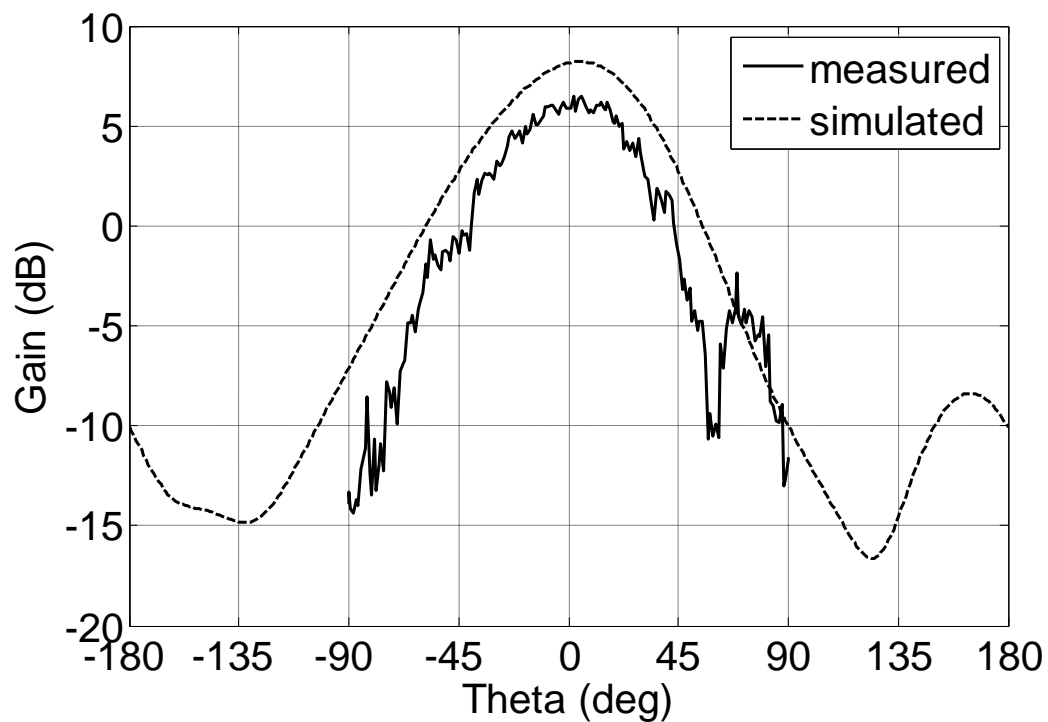
Para la medición de los diagramas de radiación se utilizara la cámara anecoica del CTTC (Figura 6.6).





**Fig. 6.7** Camara anecoica ETS-Lindgren

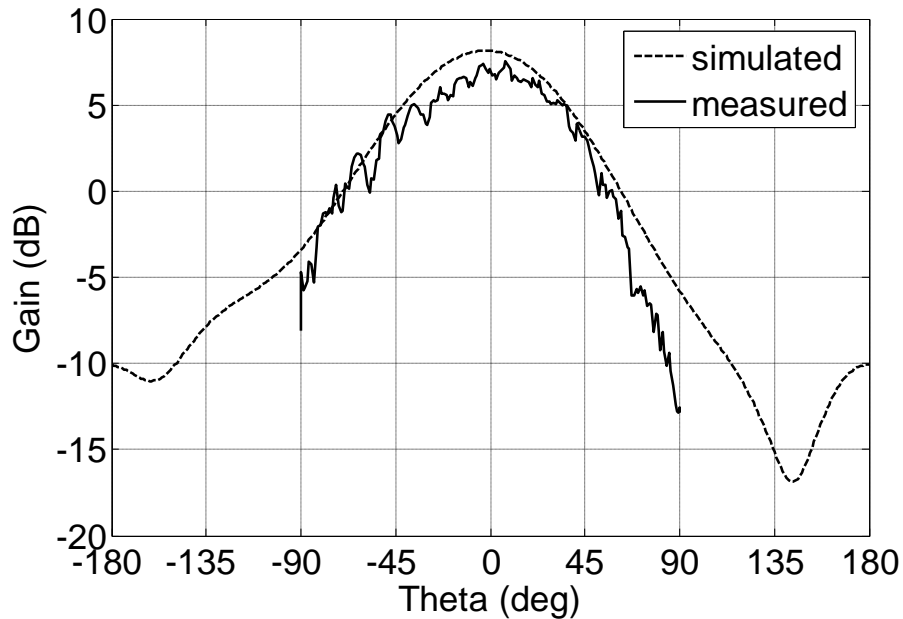
En la figura 6.8 y 6.9 se muestra el diagrama de radiación medido, plano H y plano E, con la cámara anecoica del elemento simple respecto al simulado.



**Fig. 6.8** Diagrama de radiación elemento simple, plano H

A diferencia del coeficiente de reflexión, en este caso, la simulación y las medidas son bastante parecidas. La ganancia medida en el plano H, en el punto de máxima radiación, es de 5.9 dB y un ancho de haz de 56°. Respecto a

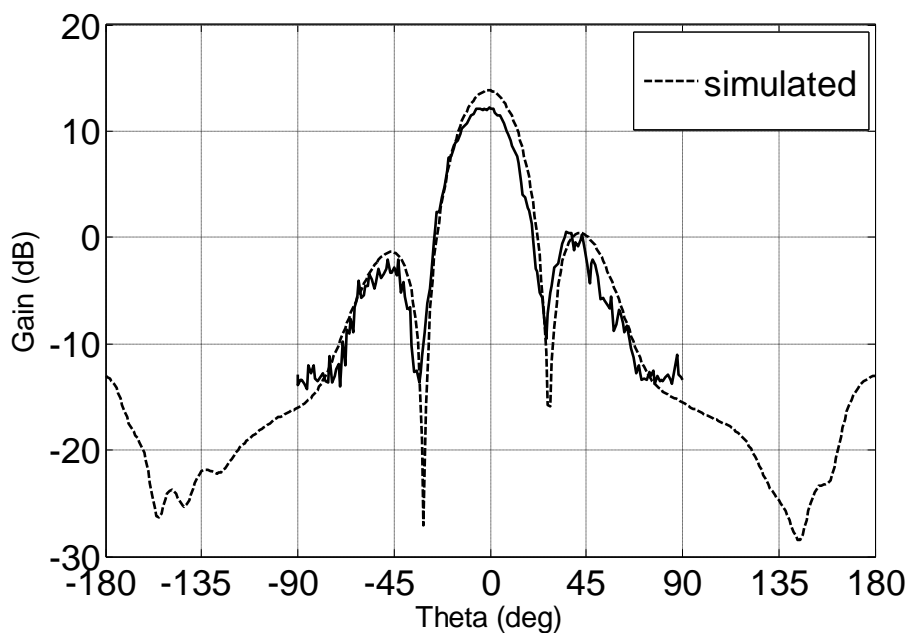
la simulación hay una diferencia de ganancia de 2.25 dB, una diferencia de ancho de haz de  $20^\circ$ .



**Fig. 6.9** Diagrama de radiación elemento simple, plano E

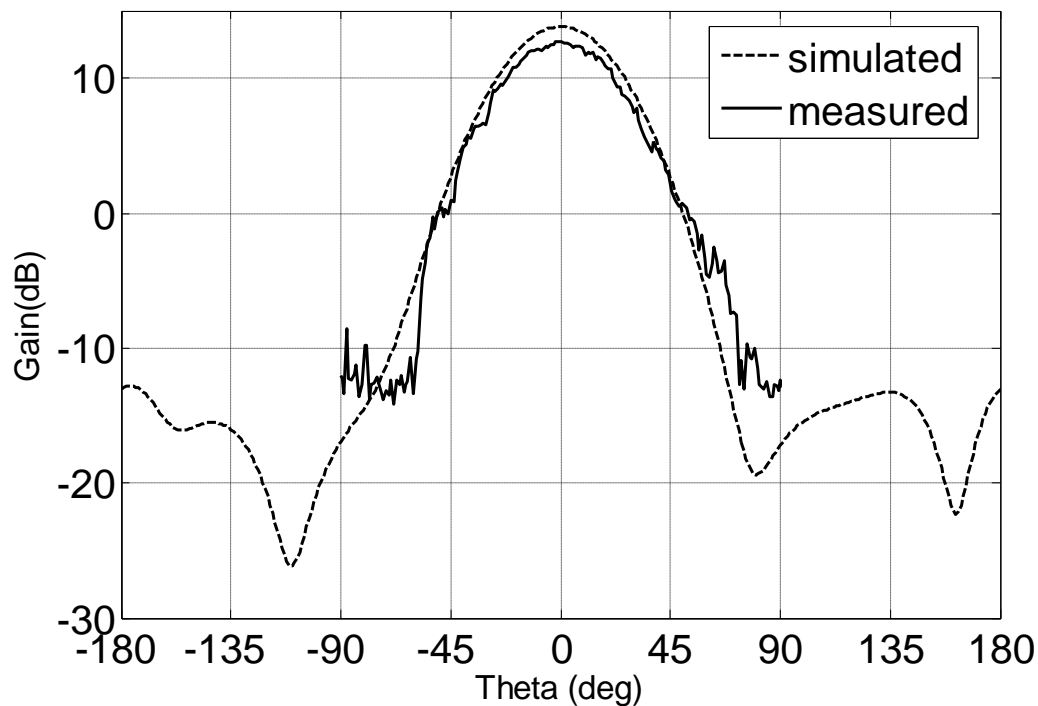
La ganancia medida en el plano E, en el punto de máxima radiación, es de 6.71 dB, un ancho de haz de  $78^\circ$ . Respecto a la simulación hay una diferencia de ganancia de 1.46 dB, una diferencia de ancho de haz de  $12^\circ$ .

En la figura 6.10 y 6.11 se muestra el diagrama de radiación medido y simulado, plano H y plano E, con la cámara anecoica de la antena 2x4.



**Fig. 6.10** Diagrama de radiación 2x4, plano H

A diferencia del coeficiente de reflexión, en este caso, la simulación y las medidas son bastante parecidas a simple vista. La ganancia medida en el plano H, en el punto de máxima radiación, es de 12.21 dB, un ancho de haz de  $24.5^\circ$  y una relación delante-atrás de 25.29 dB. Respecto a la simulación hay una diferencia de ganancia de 1.32 dB, una diferencia de ancho de haz de  $0.5^\circ$  y una diferencia de relación delante-atrás de 9.15 dB.



**Fig. 6.11** Diagrama de radiación 2x4, plano E

La ganancia medida en el plano E, en el punto de máxima radiación, es de 12.76 dB, un ancho de haz de  $51^\circ$  y una relación delante-atrás de 25.84 dB. Respecto a la simulación hay una diferencia de ganancia de 0.77 dB, una diferencia de ancho de haz de  $3^\circ$  y una diferencia de relación delante-atrás de 9.6 dB.

## Referencias

- [1] Antenas. Cardama Aznar, Ángel. Ediciones UPC 2002
- [2] C. Shi, H. Yousef, and H. Kratz, "79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. - 57, pp. - 71, 2009.
- [3] Multiway Broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Power Divider
- [4] David M. Pozar. Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [5] X. Feng and W. Ke, "- Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. - 53, pp. - 73, 2005.
- [6] Y. Cassivi, L. Perregini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," IEEE Microwave Wireless Compon. Letters, vol. 12, no. 9, pp. 333 - 335, Sep. 2002.
- [7] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [8] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of Substrate Integrated Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, pp. 2516-2526, June 2006.
- [9] Dominic Deslandes, Ke Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components", Poly-Grames Research Center, Ecole Polytechnique de Montreal, C.P. 6079, Succ. Centre Ville, Montreal, Quebec, H3C 3A7, Canada.
- [10] Nouri Keltouma, Feham Mohammed, Adnan Saghir, "Design and characterization of tapered transition and inductive window filter based on Substrate Integrated Waveguide technology (SIW)", IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 6, No 3, November 2011.
- [11] E. Díaz Caballero, A. Belenguer Martínez, H. Esteban González, O. Monerris Belda, V. Boria Esbert, "Una nueva transición de microstrip a una guía de onda integrada en sustrato con mayor impedancia característica", Universidad Politècnica de València, Valencia.
- [12] Alejandro Cantora Álvarez, Ramón Gonzalo García, "DESFASADORES PARA MICROSTRIP EMPLEANDO METAMATERIALES", Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Universidad Pública de Navarra.

- [13] H. ZhargCheng, H. Wei, L. Hao, Z. Hua, and W. Ke, "Multiway broadband substrate integrated waveguide (SIW) power divider," vol. - 1A, pp. - 642 Vol. 1A, 2005.
- [14] D. Navarro, F. Carrera, M. Baquero, "Guías de Onda Integradas en Substrato para Aplicaciones en las Bandas de Microondas y Ondas Milimétricas," DETRI, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador.
- [15] Tomas Mikulasek, Apostolos Georgiadis, Ana Collado, Jaroslav Lacik, "2x2 Microstrip Patch Antenna Array Fed by Substrate Integrated Waveguide for Radar Applications" IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 12, 2013.

## Anexo 1: Divisores

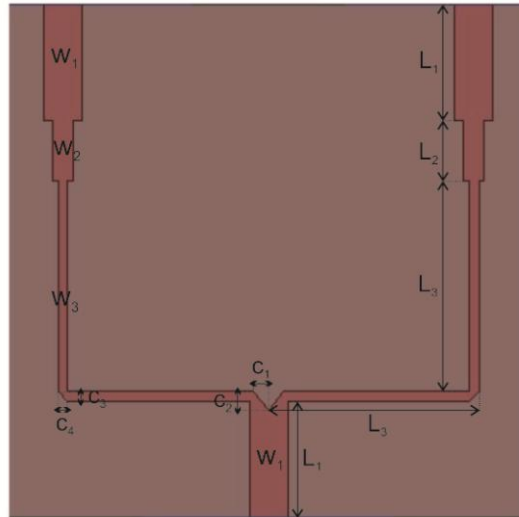
### A1.1 Divisor microstrip $\lambda/4$ - 70.7 $\Omega$

Se diseña un divisor 3 dB microstrip para la construcción de la antena 2x4. En la figura A1.1 se muestra la estructura del diseño y en la tabla A1.1 se muestra las dimensiones.

**Tabla A1.1** Valores de diseño divisor microstrip  $\lambda/4$  - 70.7  $\Omega$

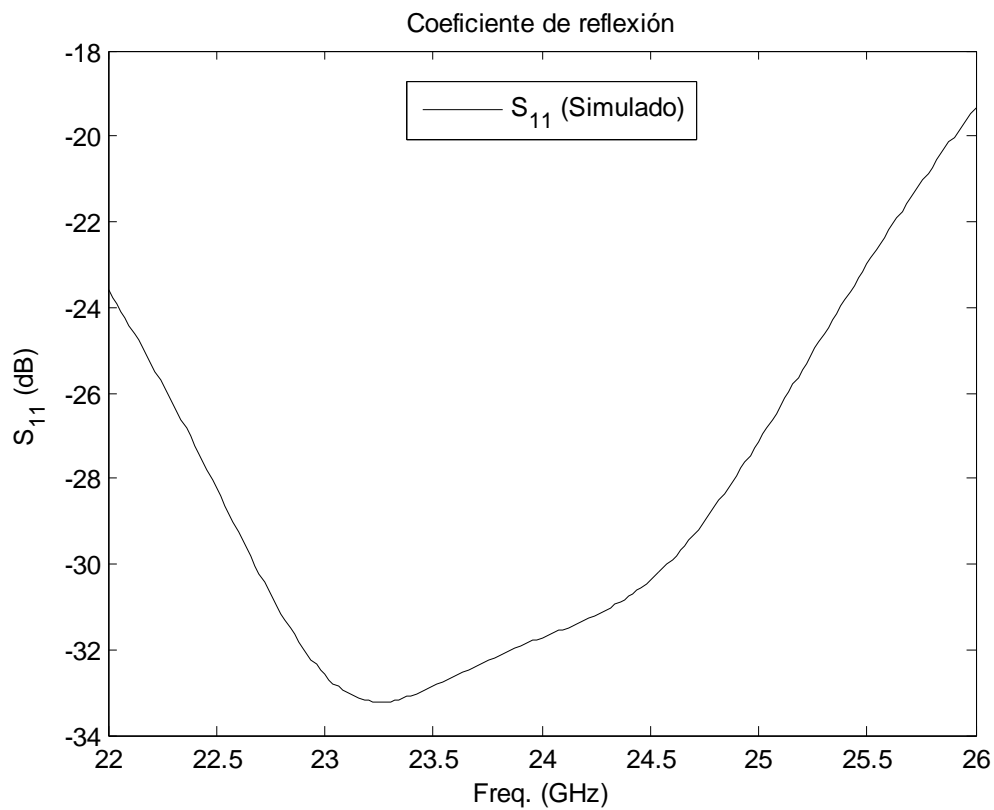
Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$W_1$	1.205mm
$W_2$	0.661 mm
$W_3$	0.312 mm
$L_1$	3.73 mm
$L_2$	1.915 mm
$L_3$	6.7 mm
$C_1$	0.502 mm
$C_2$	0.612 mm
$C_3$	0.312 mm
$C_4$	0.312 mm

Inicialmente se diseña se obtiene el W y L de todas las líneas a partir de la herramienta LineCalc del simulador Agilent ADS. Se disponen unos corners en los giros de 90° para mejorar el coeficiente de reflexión.



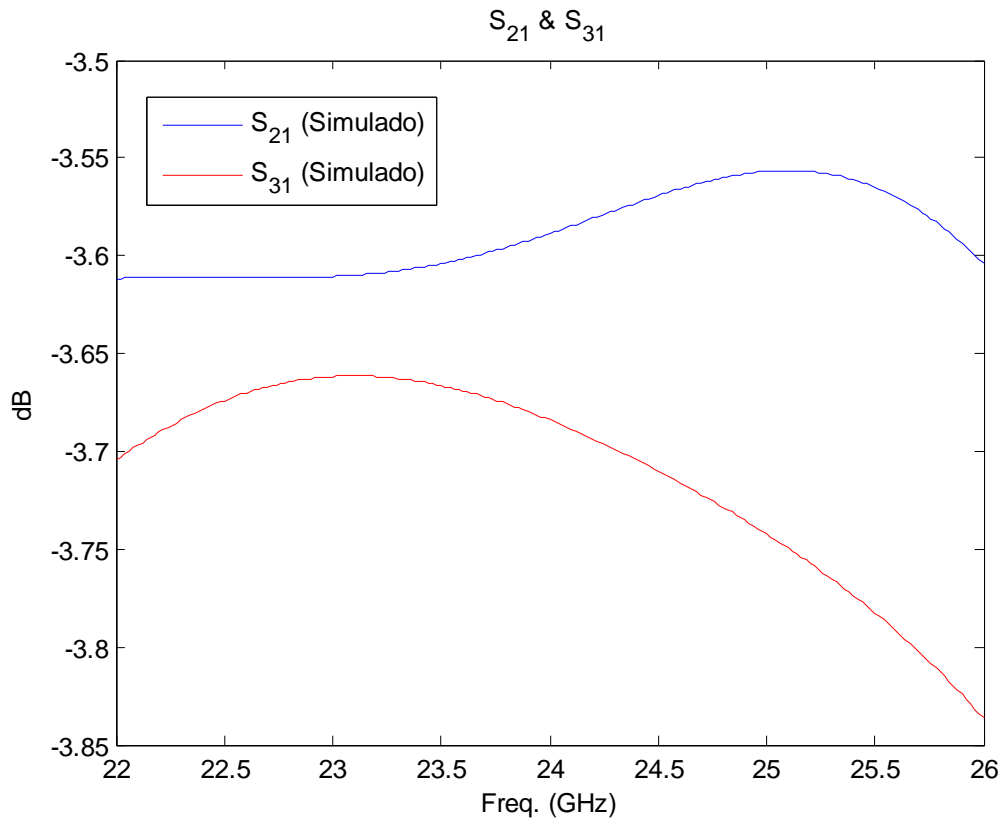
**Fig. A1.1** Divisor microstrip  $\lambda/4$  - 70.7  $\Omega$

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. En el caso del divisor microstrip, si el diseño de las líneas es correcto, se debe jugar con los corners  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  y  $c_4$  para obtener un  $S_{11}$  menor a -20 dB. En la figura A1.2 y A1.3 se muestran los resultados de la simulación del divisor microstrip.



**Fig. A1.2**  $S_{11}$  divisor microstrip  $\lambda/4$  - 70.7  $\Omega$

En la figura A1.2 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -31.72$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 10$  GHz.



**Fig. A1.3**  $S_{21}$  y  $S_{31}$  divisor microstrip  $\lambda/4$  - 70.7  $\Omega$

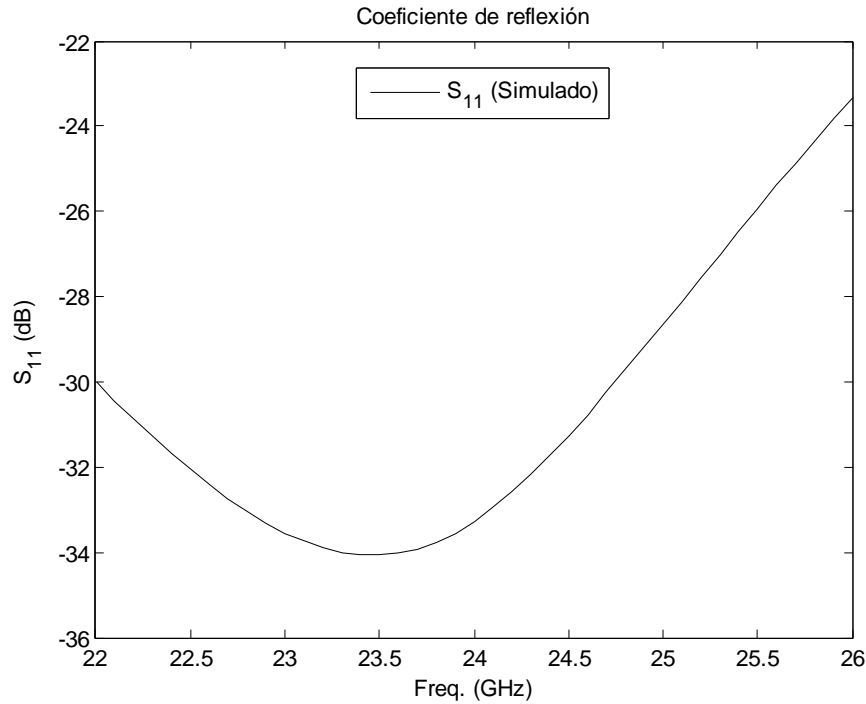
En la figura A1.2 se muestra el resultado del  $S_{21} = -3.59$  dB y  $S_{31} = -3.68$  dB a 24 GHz.

## A1.2 Divisor microstrip $\lambda/4$ - 35 $\Omega$

Se diseña un divisor 3 dB microstrip para la construcción de la antena 2x4. En la figura A1.4 se muestra la estructura del diseño y en la tabla A1.2 se muestra las dimensiones.

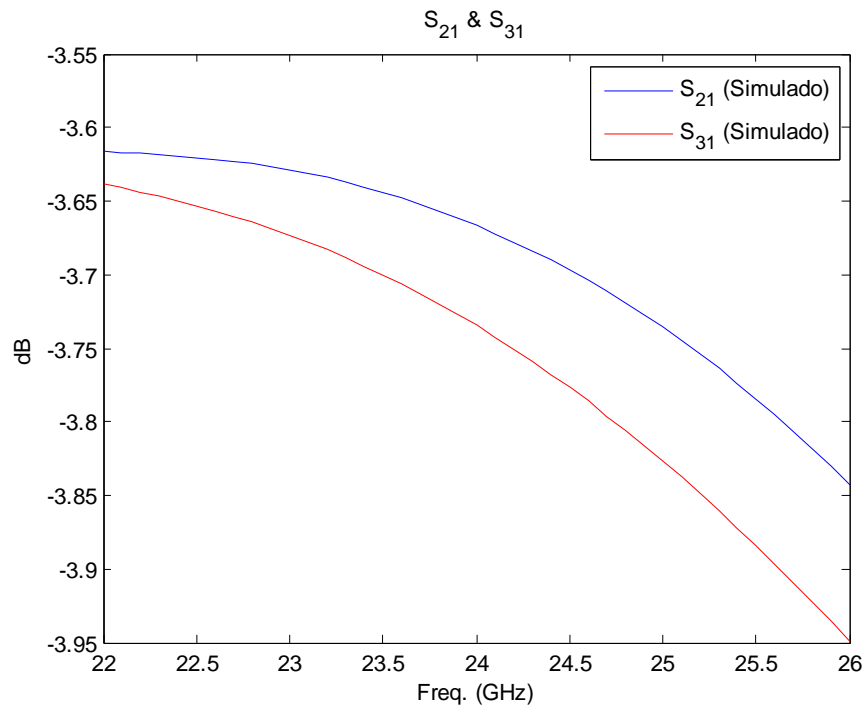






**Fig. A1.5**  $S_{11}$  divisor microstrip  $\lambda/4$  -  $30 \Omega$

En la figura A1.5 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -33.27$  dB y un ancho de banda más grande de 10 GHz.



**Fig. A1.6**  $S_{21}$  y  $S_{31}$  divisor microstrip  $\lambda/4$  -  $30 \Omega$

En la figura A1.6 se muestra el resultado del  $S_{21} = -3.67$  dB y  $S_{31} = -3.73$  dB a 24 GHz.

## Anexo 2: Antenas

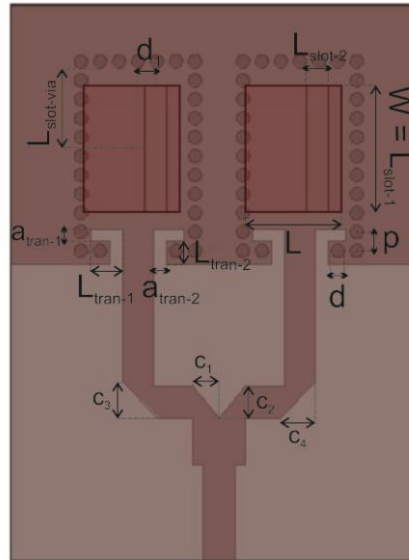
### A2.1 Antena 1x2 divisor microstrip

Un prototipo de antena de dos elementos radiantes unitarios individuales con un divisor microstrip. La separación entre antenas es de  $\lambda/2$ . En la figura A2.1 se muestra la estructura del diseño y en la tabla A2.1 se muestra las dimensiones.

**Tabla A2.1** Valores de diseño 1x2 divisor microstrip

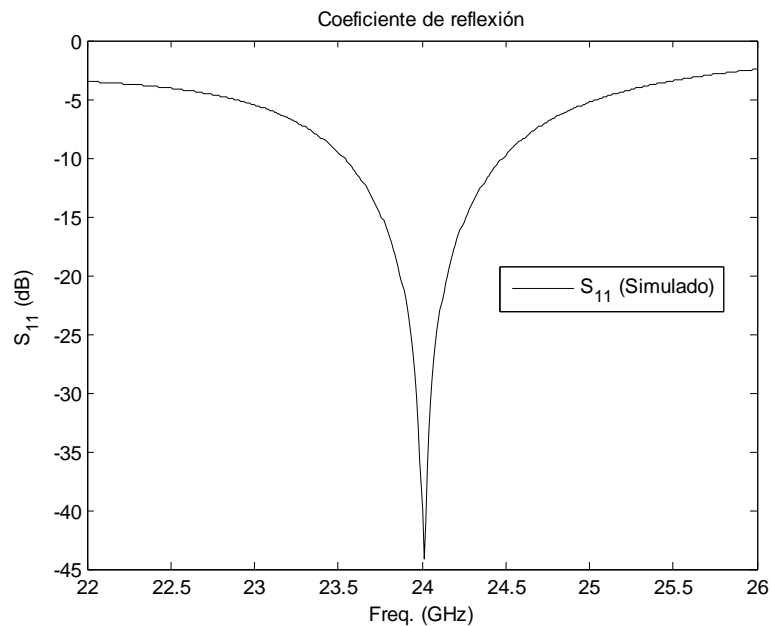
Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE10}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE20}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	1.2 mm
$a_{tran-1}$	0.5 mm
$L_{tran-2}$	0.87 mm
$a_{tran-2}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.82 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$d_1$	0.675 mm
$S_{slots-patch}$	6.25 mm
$C_1$	1.02 mm
$C_2$	1.205 mm
$C_3$	1.385mm
$C_4$	1.385 mm

Para este diseño, en el software Ansoft HFSS, se han duplicado las antenas del elemento radiante unitario (5.3.1) y se han dispuesto a  $\lambda/2$  de separación alimentados a partir de un divisor microstrip. Se han colocado las ranuras respecto al centro de la guía y a una distancia de  $\lambda_g/4$  del final de la guía.



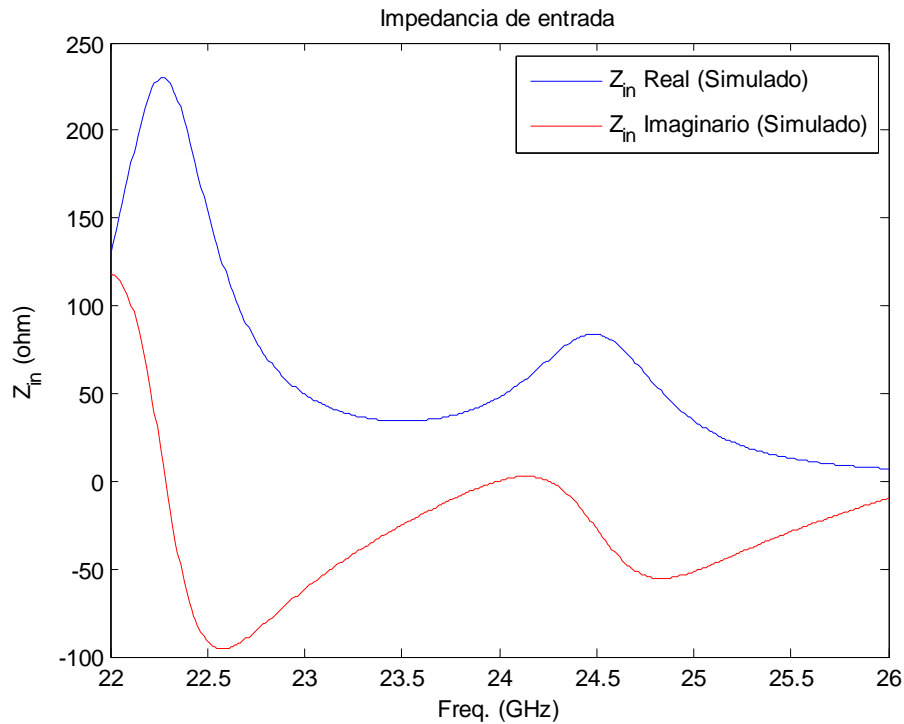
**Fig. A2.1** Antena 1x2 divisor microstrip

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. En la figura A2.2, A2.3 y A2.4 se muestran los resultados de la simulación.



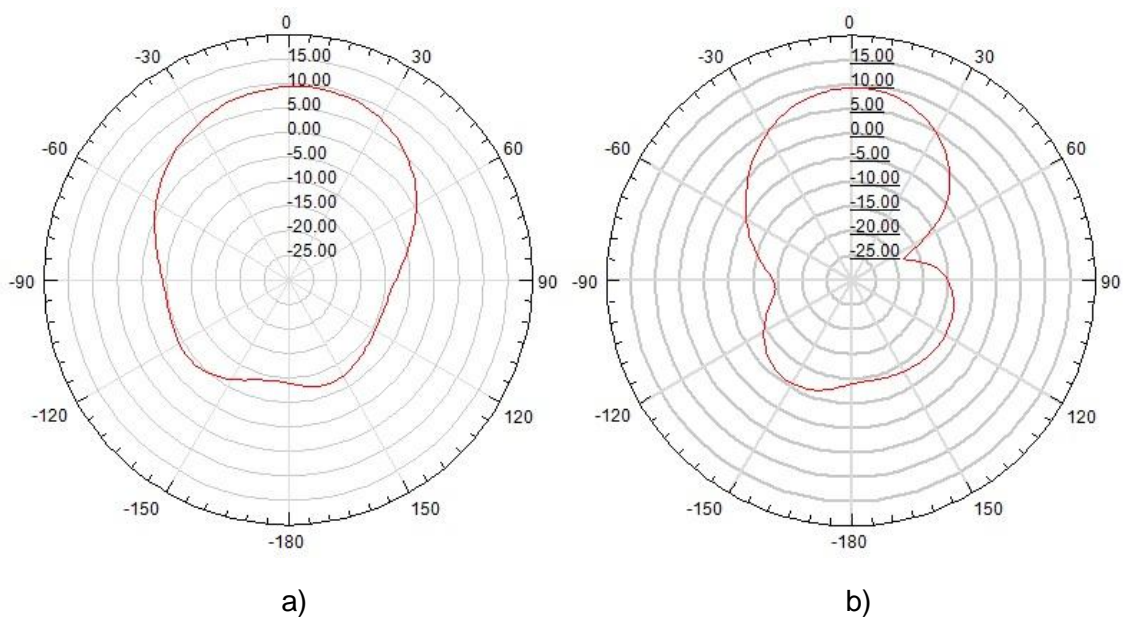
**Fig. A2.2**  $S_{11}$  Antena 1x2 divisor microstrip

En la figura A2.2 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -39.92$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 0.94$  GHz.



**Fig. A2.3**  $Z_{in}$  Antena 1x2 divisor microstrip

En la figura A2.3 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño  $Z_{in} = 47.95 + 0.24j$ .



**Fig. A2.4** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura A2.4 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura A2.4a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 9.38$  dB. El ancho de haz es de  $73^\circ$  y la relación delante/atrás es de 18.26 dB. En la figura A2.4b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 9.38$  dB. El ancho de haz es de  $50^\circ$ . La relación delante/atrás es de 18.26 dB.

## A2.2 Antena 2x2

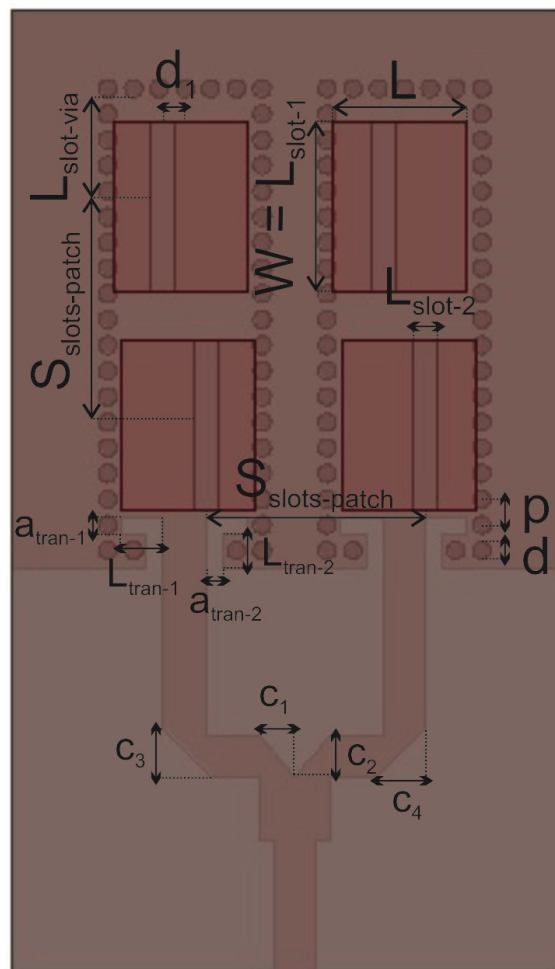
Un prototipo de antena de dos elementos radiantes unitarios en serie y otros dos con un divisor microstrip. La separación entre ranuras/parches es de  $\lambda/2$ . En la figura A2.5 se muestra la estructura del diseño y en la tabla A2.2 se muestra las dimensiones.

**Tabla A2.2** Valores de diseño 2x2 divisor microstrip

Variables	Valores
$\epsilon_{r25N}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r880}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{cTE10}$	20.15 GHz
$f_{cTE20}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	1.2 mm
$a_{tran-1}$	0.5 mm
$L_{tran-2}$	0.87 mm
$a_{tran-2}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.82 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$d_1$	0.675 mm

$S_{\text{slots-patch}}$	6.25 mm
$C_1$	1.02 mm
$C_2$	1.205 mm
$C_3$	1.385 mm
$C_4$	1.385 mm

Para este diseño, en el software Ansoft HFSS, se han duplicado las antenas del 1x2 y se han dispuesto a  $\lambda/2$  de separación. Se ha alternado las ranuras respecto al centro de la guía y a una distancia de  $\lambda_g/4$  del final de la guía.

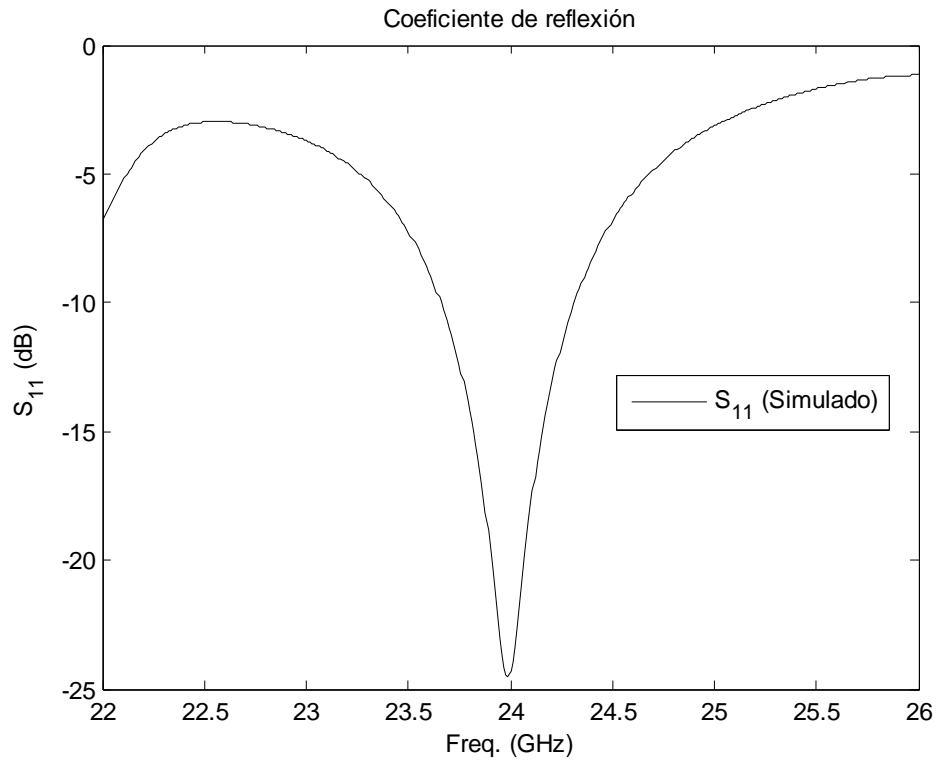


**Fig. A2.5** Antena 2x2 divisor microstrip

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este

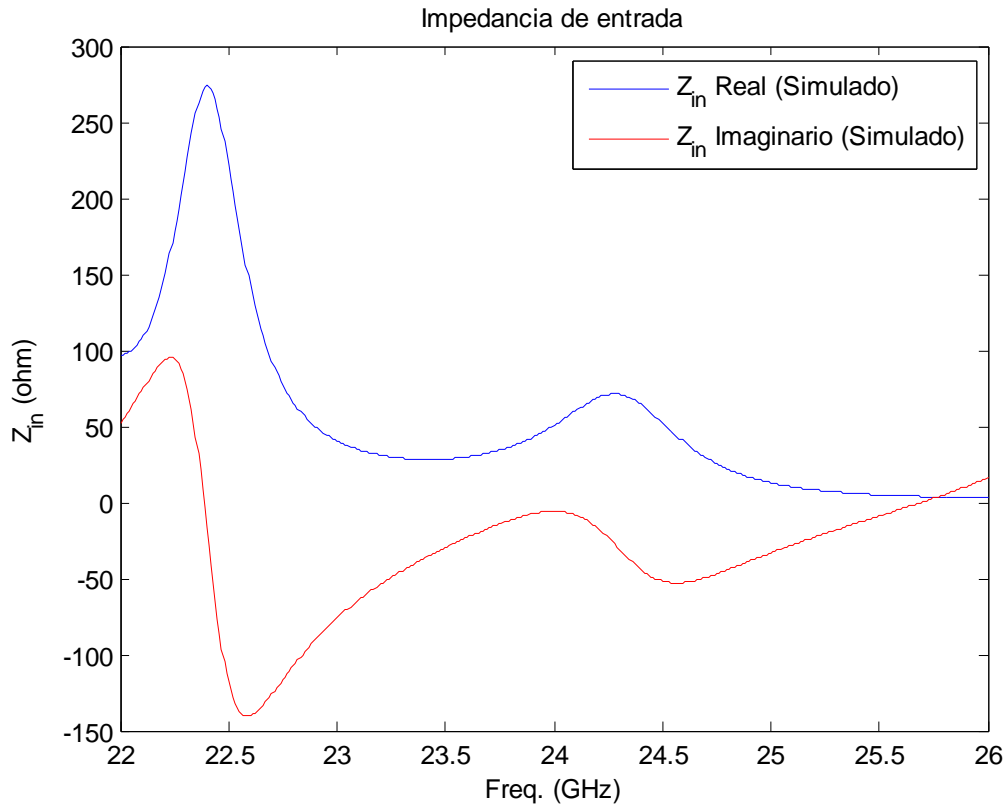


prototipo. En la figura A2.6, A2.7 y A2.8 se muestran los resultados de la simulación.



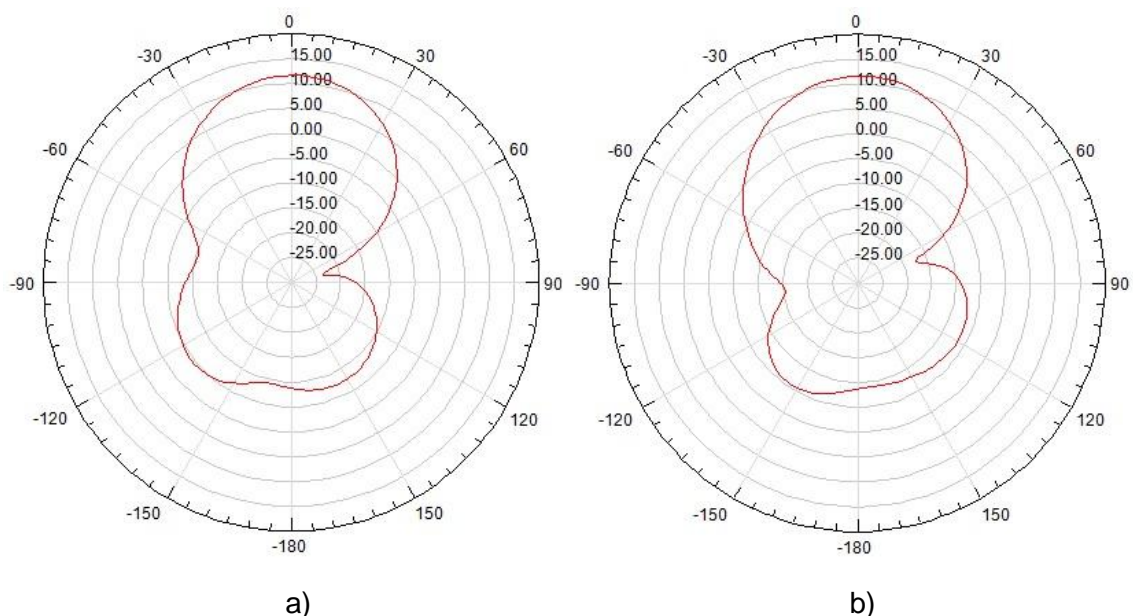
**Fig. A2.6**  $S_{11}$  Antena 2x2 divisor microstrip

En la figura A2.6 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -24.31$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 0.65$  GHz.



**Fig. A2.7**  $Z_{in}$  Antena 1x2 divisor microstrip

En la figura A2.7 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño  $Z_{in} = 50.75 - 5.81j$ .



**Fig. A2.8** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura A2.8 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura A2.8a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 11.64$  dB. El ancho de haz es de  $49^\circ$  y la relación delante/atrás es de 20.34 dB. En la figura A2.8b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 11.64$  dB. El ancho de haz es de  $50^\circ$ . La relación delante/atrás es de 20.34 dB.

### A2.3 Antena 1x8

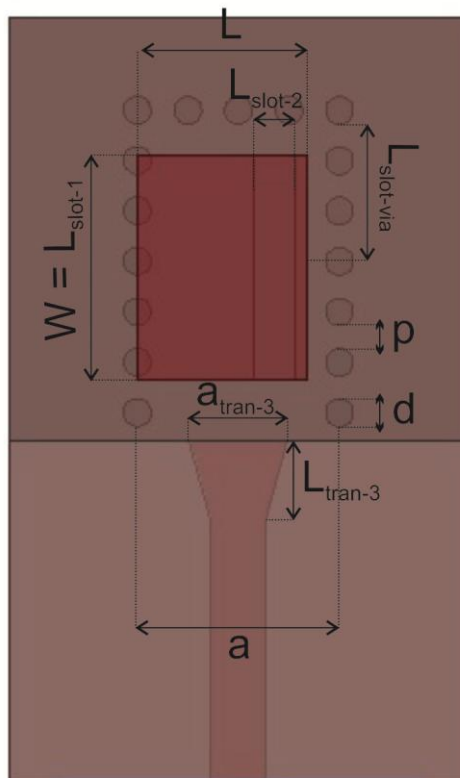
Un prototipo de antena de ocho elementos radiantes unitarios en serie. La separación entre ranuras/parches es de  $\lambda/2$ . Este modelo es posterior al diseño de la antena SIW 2x4 fabricada para el radar. Después de fabricar la 2x4 se corrigió la separación y diámetro vías de diseño ya que se consideraba que las vías estaban poco separadas. En la figura A2.9 se muestra la estructura del rediseño del elemento simple y en la tabla A2.3 se muestran las dimensiones.

**Tabla A2.3** Valores de rediseño elemento simple

Variables	Valores
$\epsilon_{r25N}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r880}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{cTE10}$	20.15 GHz
$f_{cTE20}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	1.1 mm
$d$	0.6 mm
$L_{tran-3}$	1.75 mm
$a_{tran-3}$	2.15 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.92 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm

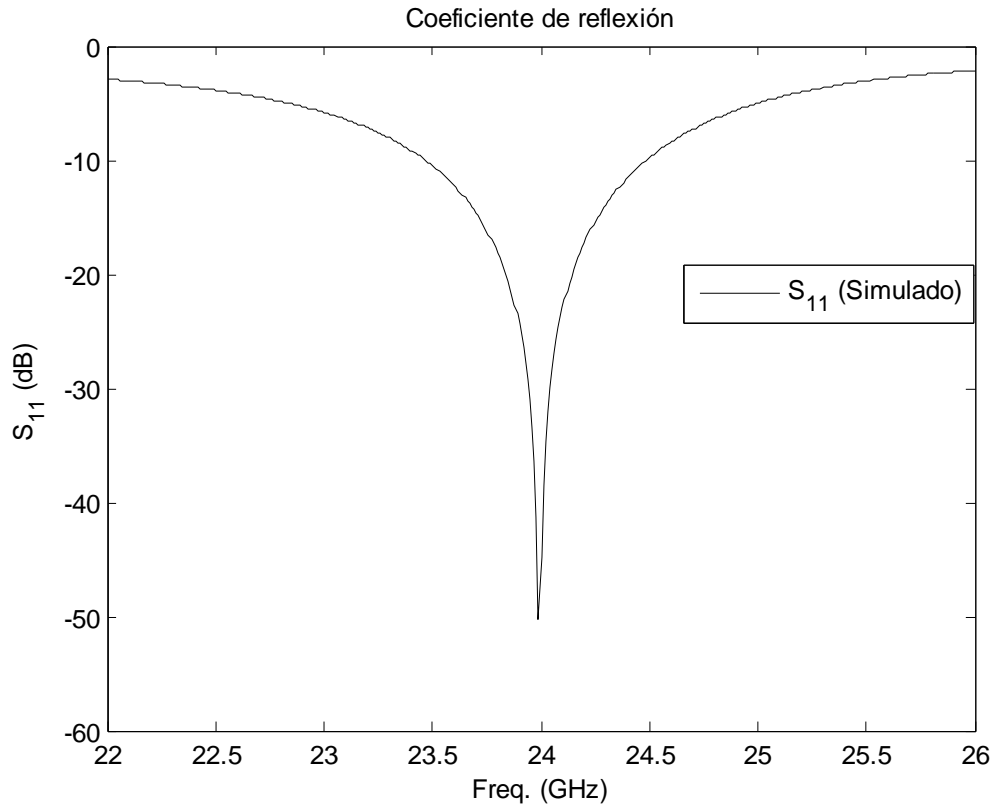
$L_{\text{slot-via}}$	3.125 mm
$d_1$	0.775 mm
$S_{\text{slots-patch}}$	6.25 mm

Para este diseño, en el software Ansoft HFSS, se ha cambiado la separación y diámetro de las vías. Entonces se rediseño todos los prototipos y se creó, a partir del elemento simple, la antena 1x8.



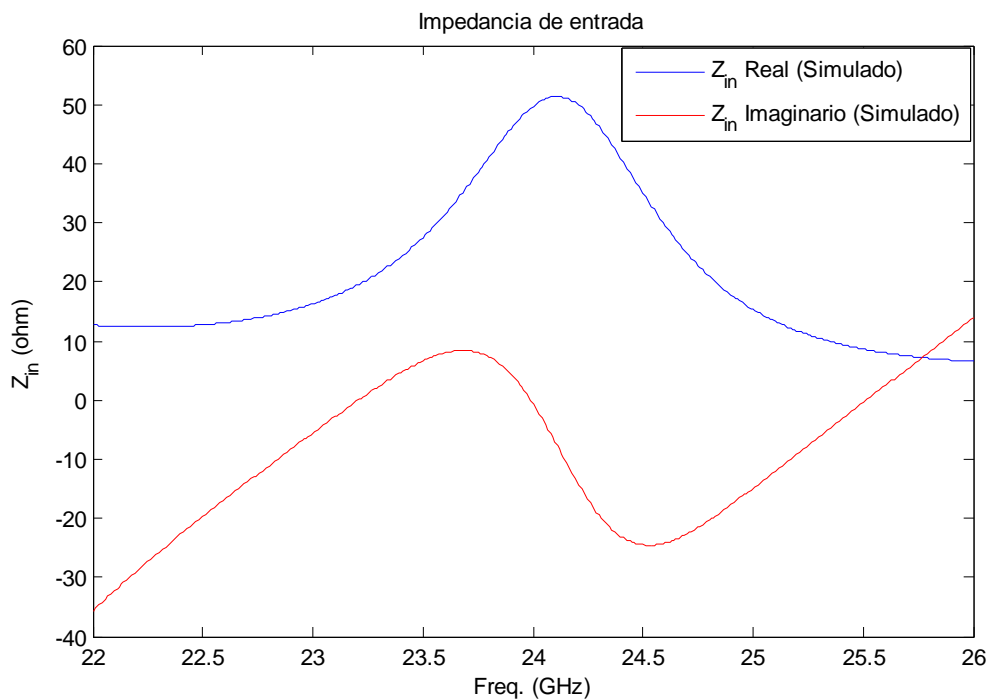
**Fig. A2.9** Antena Elemento radiante unitario rediseñado

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. En la figura A2.10, A2.11 y A2.12 se muestran los resultados de la simulación.



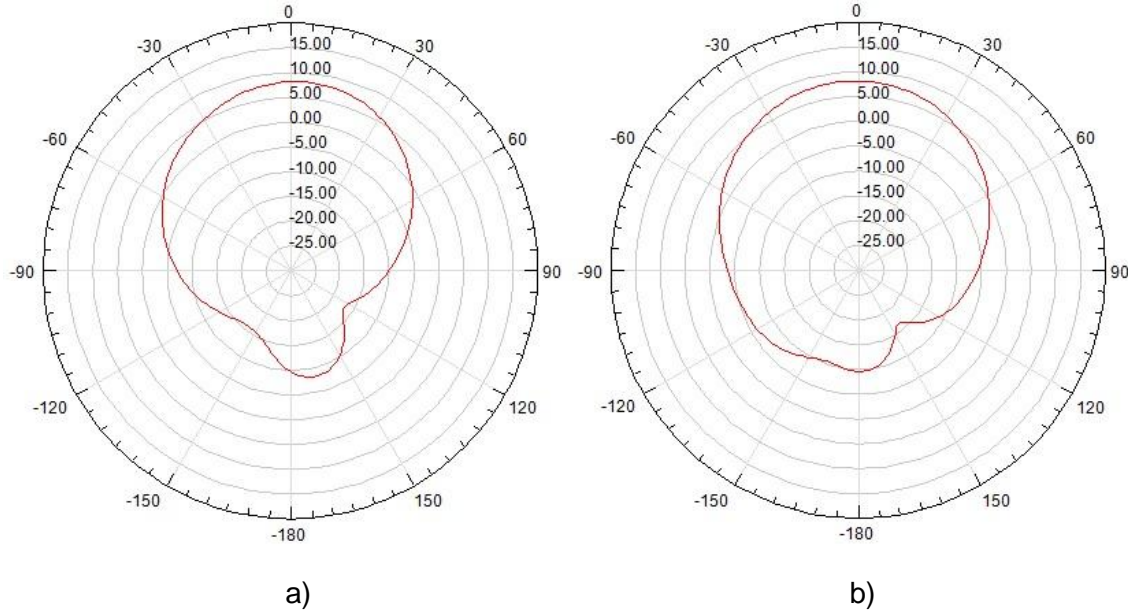
**Fig. A2.10**  $S_{11}$  rediseño elemento simple

En la figura A2.10 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -44.87$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 1$  GHz.



**Fig. A2.11**  $Z_{in}$  rediseño elemento simple

En la figura A2.11 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño  $Z_{in} = 49.71 - 0.53j$ .



**Fig. A2.12** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura A2.12 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura A2.12a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 8.17$  dB. El ancho de haz es de  $76^\circ$  y la relación delante/atrás es de 17.79 dB. En la figura A2.12b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 8.17$  dB. El ancho de haz es de  $66^\circ$ . La relación delante/atrás es de 17.79 dB.

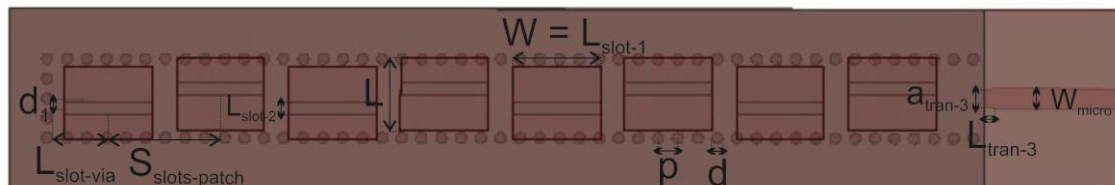
En la figura A2.13 se muestra la estructura del diseño y en la tabla A2.4 se muestran las dimensiones.

**Tabla A2.4** Valores de diseño 1x8

Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.508 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE_{10}}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm

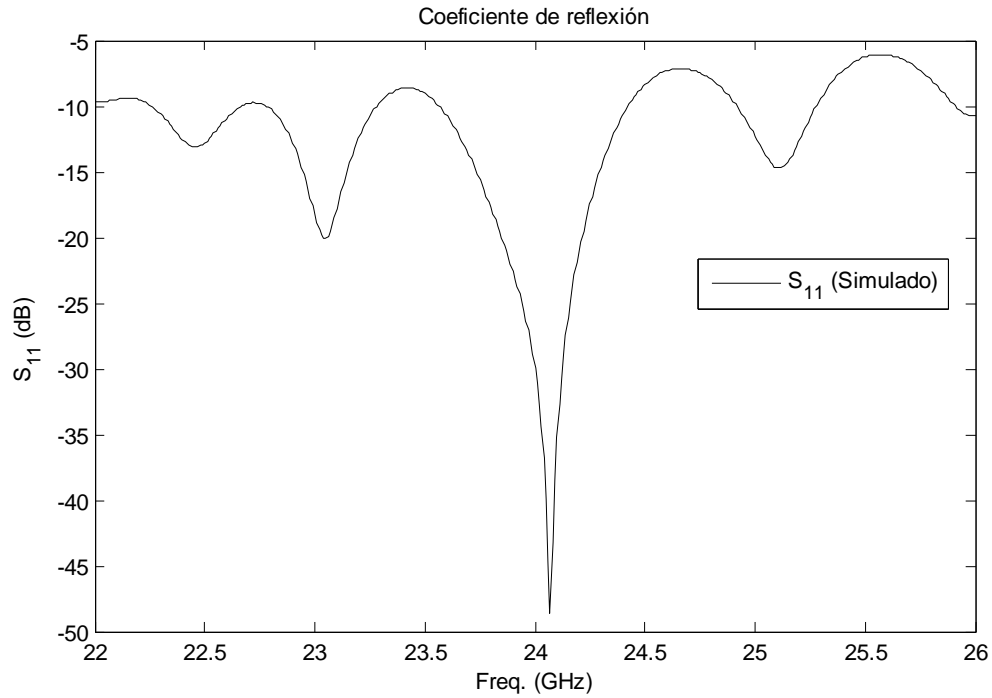
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	1.1 mm
$d$	0.6 mm
$L_{tran-3}$	1.1 mm
$a_{tran-3}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.7 mm
$L$	4 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$W_{micro}$	1.205 mm
$d_1$	0.56 mm
$S_{slots-patch}$	6.25 mm

Para este diseño, en el software Ansoft HFSS, se ha cambiado la separación y diámetro de las vías ya que después de la fabricación de la antena SIW 2x4 (5.3.5), una de las críticas sobre el diseño fue que las vías estaban demasiado juntas y podría dar problemas a la hora de fabricar (que no fue el caso). Se rediseñaron todos los prototipos con las nueva separación y diámetro de las vías. Entonces se diseño este prototipo a partir de un elemento simple y se genero el array de 1x8.



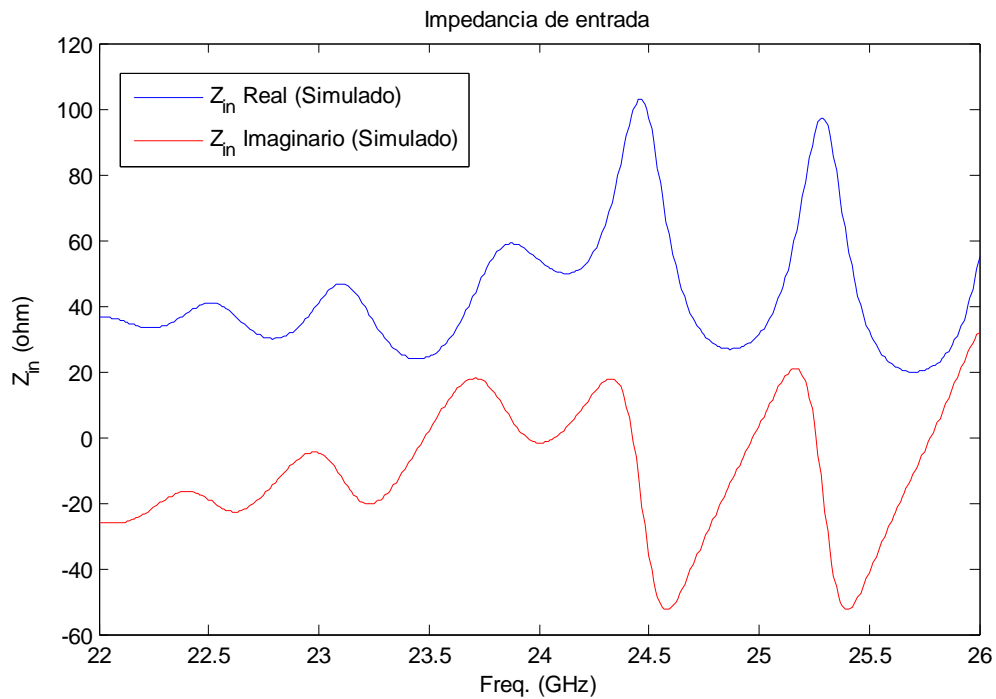
**Fig. A2.13** Antena 1x8

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. En la figura A2.14, A2.15 y A2.16 se muestran los resultados de la simulación.



**Fig. A2.14**  $S_{11}$  Antena 1x8

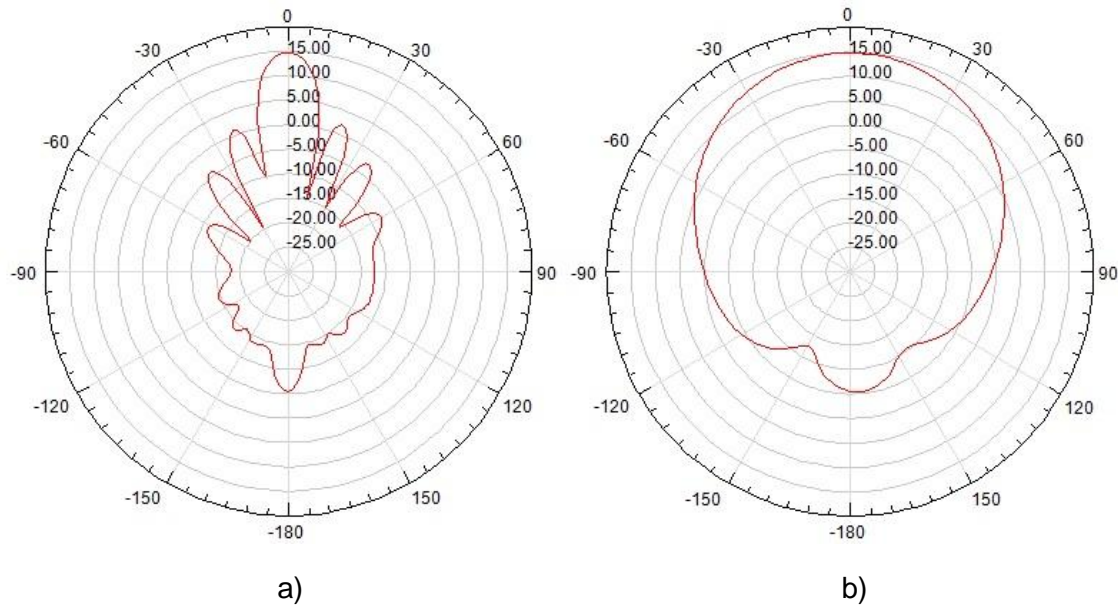
En la figura A2.14 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -29.95$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 0.84$  GHz.



**Fig. A2.15**  $Z_{in}$  Antena 1x8



En la figura A2.15 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño  $Z_{in} = 53.99 - 1.69j$ .



**Fig. A2.16** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura A2.16 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura A2.16a se muestra el plano H copolar con una ganancia máxima de  $G = 14.81$  dB. El ancho de haz es de  $13^\circ$ , la relación delante/atrás es de 20.31 dB y la relación de lóbulo principal a secundario de 12.79 dB. En la figura A2.16b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 14.81$  dB. El ancho de haz es de  $70^\circ$ . La relación delante/atrás es de 20.31 dB.

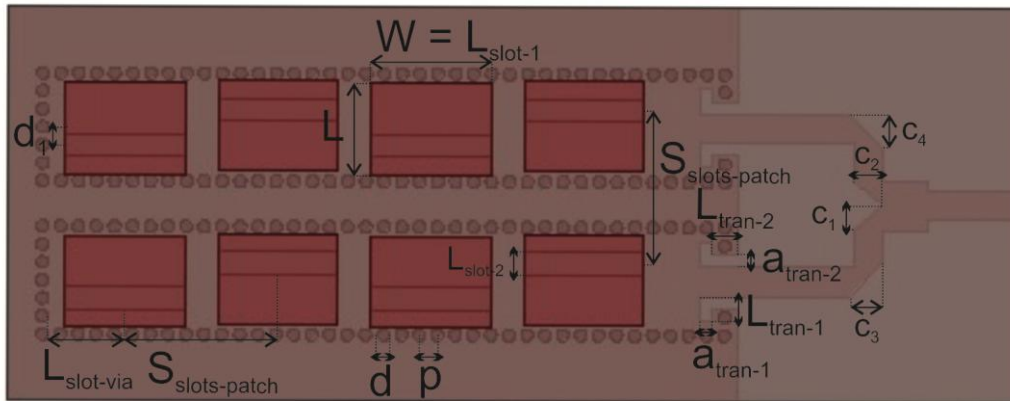
## A2.4 Antena 2x4 divisor microstrip

Un prototipo de antena de cuatro elementos radiantes unitarios en serie y duplicada y alimentada a partir de un divisor microstrip. Es el mismo diseño que la antena fabricada pero cambiando el divisor SIW por el de microstrip. La separación entre ranuras/parches es de  $\lambda/2$ . En la figura A2.17 se muestra la estructura del diseño y en la tabla A2.5 se muestra las dimensiones.

**Tabla A2.5** Valores de diseño 2x4 divisor microstrip

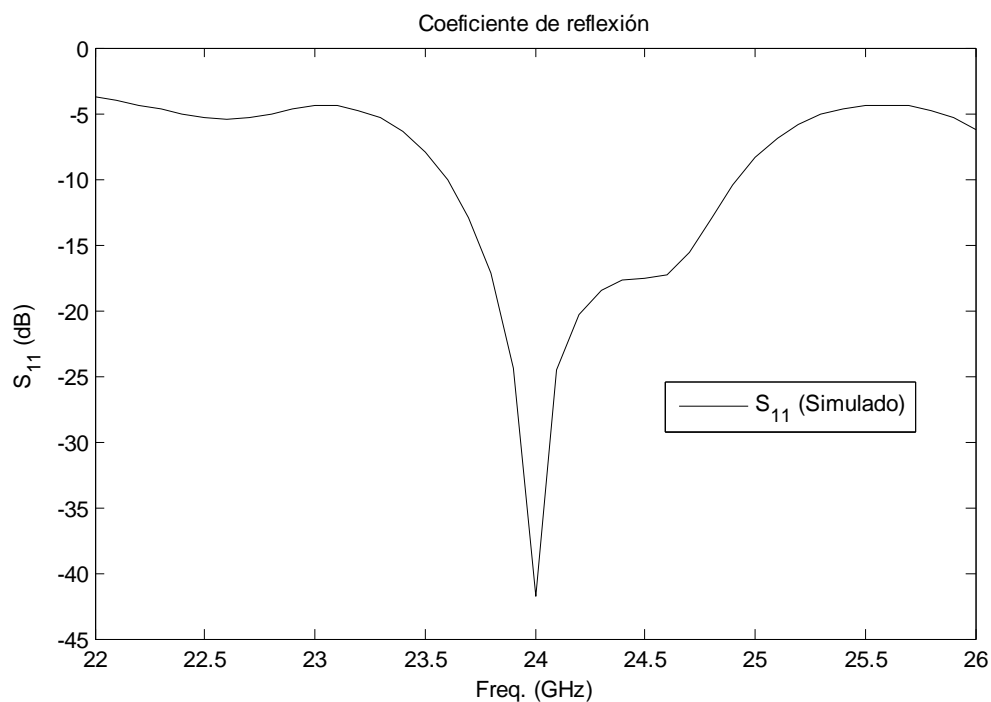
Variables	Valores
$\epsilon_{r_{25N}}$	3.38
$h_{25N}$	0.5 mm
$\epsilon_{r_{880}}$	2.2
$h_{880}$	0.762 mm
$f_{c_{TE_{10}}}$	20.15 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	40.29 GHz
$\lambda_0$	12.5 mm
$\lambda_g$	12.5 mm
$a_{eqv}$	4.05 mm
$a$	4.4 mm
$p$	0.733 mm
$d$	0.5 mm
$L_{tran-1}$	1 mm
$a_{tran-1}$	0.5 mm
$L_{tran-2}$	1 mm
$a_{tran-2}$	0.5 mm
$L_{slot-1}$	4.9 mm
$L_{slot-2}$	0.9 mm
$L$	3.7 mm
$W$	4.9 mm
$L_{slot-via}$	3.125 mm
$d_1$	0.715 mm
$S_{slots-patch}$	6.25 mm
$C_1$	1.02 mm
$C_2$	1.205 mm
$C_3$	1.405 mm
$C_4$	1.405 mm

A partir del diseño 1x4 con la unión de un divisor microstrip de 3 dB crearemos la antena 2x4. Hay que duplicar la antena 1x4 y desplazarla  $\lambda/2$  y unirla al divisor con microstrip.



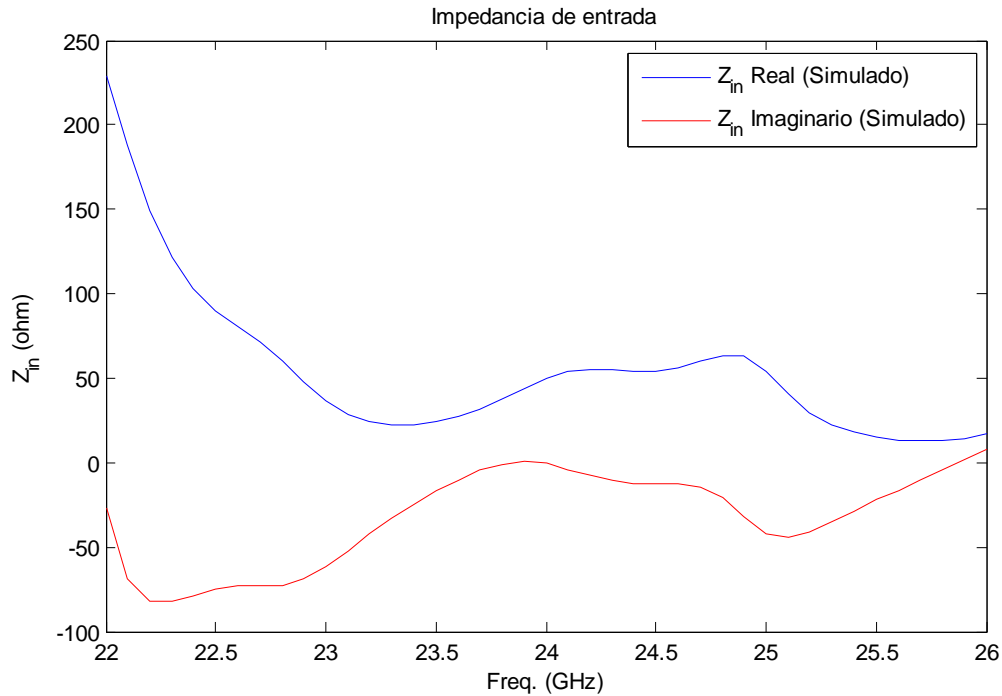
**Fig. A2.17** Antena 2x4 divisor microstrip

Una vez tenemos el diseño en Ansoft HFSS hay que optimizar las variables para conseguir el resultado que se ajuste a nuestras necesidades. Se puede seguir las indicaciones, anteriormente, citadas para la optimización de este prototipo. En la figura A2.18, A2.19 y A2.20 se muestran los resultados de la simulación.



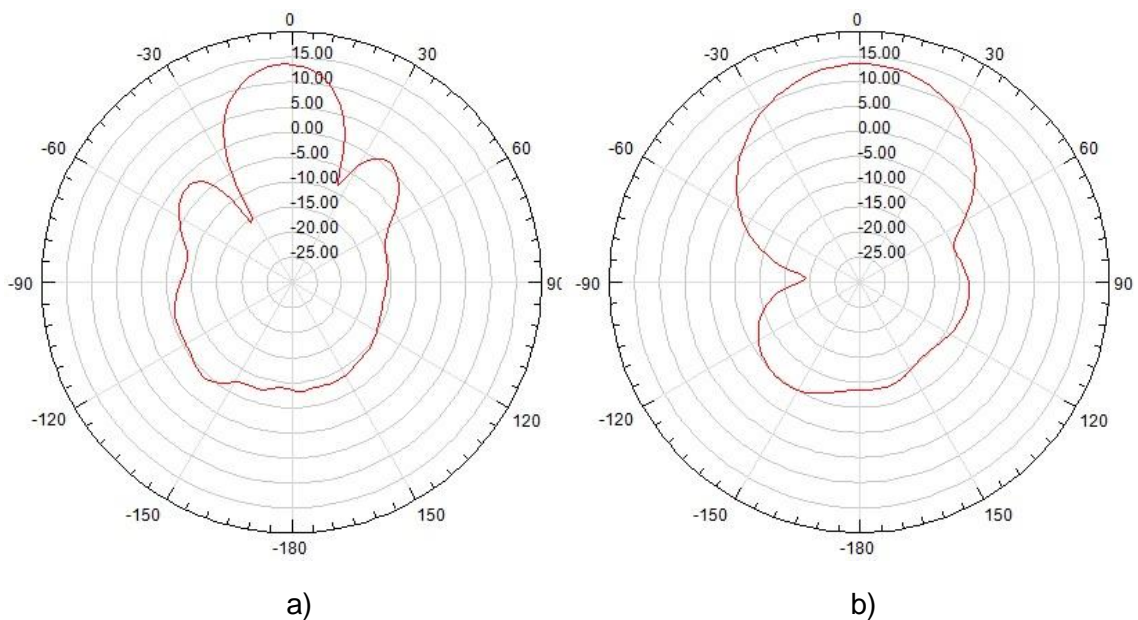
**Fig. A2.18**  $S_{11}$  Antena 1x8

En la figura A2.18 se puede observar que el coeficiente de reflexión es menor que -20 dB para 24 GHz, exactamente  $S_{11} = -41.81$  dB y un ancho de banda aproximado de  $BW = 1.3$  GHz.



**Fig. A2.19**  $Z_{in}$  Antena 1x8

En la figura A2.19 se muestra el resultado de la impedancia de entrada de la simulación. Para un sistema de RF, normalmente, la impedancia de entrada tiene que ser de  $50 \Omega$ , en este diseño  $Z_{in} = 49.43 - 0.65j$ .



**Fig. A2.20** Diagrama de radiación, plano H (a) y plano E (b)

En la figura A2.20 se observa el diagrama de radiación horizontal y vertical. Este diseño está confinado en el plano X e Y, entonces el punto de máxima radiación estará en el plano Z. En la figura A2.20a se muestra el plano H

copolar con una ganancia máxima de  $G = 13.53$  dB. El ancho de haz es de  $25^\circ$ , la relación delante/atrás es de 22.01 dB y la relación de lóbulo principal a secundario de 12.53 dB. En la figura A2.20b se muestra el plano E copolar con una ganancia máxima de  $G = 13.53$  dB. El ancho de haz es de  $49^\circ$ . La relación delante/atrás es de 22.01 dB.

### **Anexo 3: Substrate integrated waveguide aperture coupled patch antenna array for 24 GHz wireless backhaul and radar applications**

# Substrate integrated waveguide aperture coupled patch antenna array for 24 GHz wireless backhaul and radar applications

Joaquim Rossello, Fermín Mira, Ana Collado, Apostolos Georgiadis  
Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya  
Castelldefels, Barcelona, Spain

**Abstract**—A  $2 \times 4$  substrate integrated waveguide (SIW) aperture coupled patch antenna array has been designed and fabricated. This antenna operates in the unlicensed band of 24 GHz for wireless backhaul or radar applications. The microstrip patches are aperture-coupled with the feeding network composed of two branches with 4-slots series fed array.

## I. INTRODUCTION

Microstrip patch antennas have an essential place wireless applications, because of its planar profile, compact size, ease of fabrication and compatibility with integrated circuit technology [1]. However, the traditional feeding methods, such as microstrip line feeding or aperture coupling, produce undesirable radiation that can degrade the radiation pattern and the overall radiation efficiency. A substrate integrated waveguide (SIW) exhibits a number of advantages compared to microstrip, such as higher quality factor, high power capacity, and complete shielding, thus emerging an interesting choice for the desing of microwave devices and antennas [2]. Recently, a low cost, high Q- factor planar feeding scheme using (SIW) has been reported [3], where the proposed design have promising characteristics including a high radiation efficiency. The microstrip patches are excited by longitudinal slots located in the SIW. The fabricated antenna with a coax-to-SIW transition [3] had 8.8% bandwidth (return losses lower than 10 dB) and a gain 8.2 dBi at 9 GHz. In a similar way, a microstrip patch antenna was proposed in [4] by using transversal and longitudinal slot configuration. These designs have wide bandwidth of 23% and gains of 6.8 and 4.8 dBi, respectively. SIW-fed antenna arrays have been developed in [5] for millimeter gigabyte point-to-point wireless services by using circular patches. In [6] the SIW feeding is applied to the design of a beamforming network with annular ring patches.

In this paper, a  $2 \times 4$  aperture coupled microstrip patch array is proposed where the benefits of microstrip patch antennas are combined with the advantages of SIW technology. SIW minimizes losses in the feeding network, specially radiation losses that can degrade the radiation pattern of the antenna array. In a different way of [7], only one division of the SIW network is introduced with two branches 4-slots series fed array. In this way more elements can be introduced with simpler feeding network. The antenna array design is carried out for 24-GHz systems for wireless backhaul or radar applications.

## II. $2 \times 4$ ANTENNA ARRAY

The proposed antenna consist of a  $2 \times 4$  array of aperture-coupled microstrip patch antennas fed by a network designed using SIW technology. In order to measure the proposed antenna array a SIW to microstrip tapered transition is included in the design. However, it is expected the connection of this antenna with other SIW devices, thus avoiding the microstrip transition. The antenna is composed of two branches with SIW sections of width  $w = 4.40$  mm and a power divider (see Fig. 1). The matching of the power divided is adjusted by means of the lengths  $l_{d1} = 5.18$  mm and  $l_{d2} = 4.3$  mm, whereas  $l_{d3} = 0.925$  mm is set to get a  $\lambda_0/2$  distance between the two branches. The rectangular patches of width  $w_p = 3.7$  mm and length  $l_p = 4.9$  mm are placed on the top conductor of the top dielectric substrate. The bottom is composed of a SIW section that contains an array of longitudinal slots array located in the top metallization that also creates a ground plane for the microstrip patch. In order to maximize the radiation to the patches, the slots are placed about  $\lambda_w/4$  from the waveguide end wall, and  $\lambda_w/2$  between consecutive slots, where  $\lambda_w$  is the waveguide wavelength. The slots have offset  $\pm x_s = 0.635$  mm from the center line of the SIW, with length  $l_s = 4.9$  mm and  $w_s = 0.7$  mm.

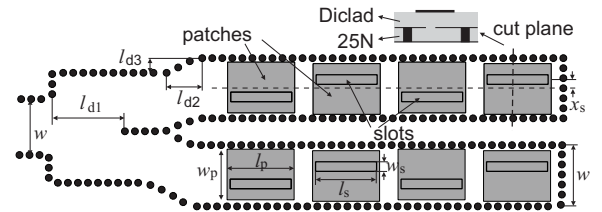


Fig. 1. Topology of the  $2 \times 4$  antenna array.

The thickness and permittivity of the bottom substrate is less critical in terms of bandwidth, thus we chose Arlon 25N ( $\epsilon_r = 3.38$ ,  $\tan \delta = 0.0021$  and  $h = 0.508$  mm) that is a low-cost substrate suitable for milling microwave circuits, specially for processing via holes. On the other hand, a thicker substrate with lower permittivity and loss tangent has been chosen for the top (Arlon DiClad 880 with  $\epsilon_r = 2.17$ ,  $\tan \delta = 0.0009$  and  $h = 0.762$  mm) in order to improve the bandwidth and radiation efficiency of the antenna.



The proposed antenna array was designed using the Ansys HFSS, and then fabricated using a milling machine. The fabricated prototype is shown in Fig. 2 with an overall size of 60 mm  $\times$  16 mm. Fig. 3 shows the simulated and measured input matching, where the measured resonant frequency is 23.81 GHz and the bandwidth for reflection coefficient lower than -10 dB is 3.35%. The simulated and measured gain radiation patterns are shown in Fig. 4 for the H-plane and Fig. 5 for the E-plane. The simulated gain at 24 GHz is 13.8 dB with a radiation efficiency of 0.8, while the measured gain at 23.81 GHz is 12.5 dB, and 0.62 the radiation efficiency computed in an approximate way from the measured radiation patterns [8].

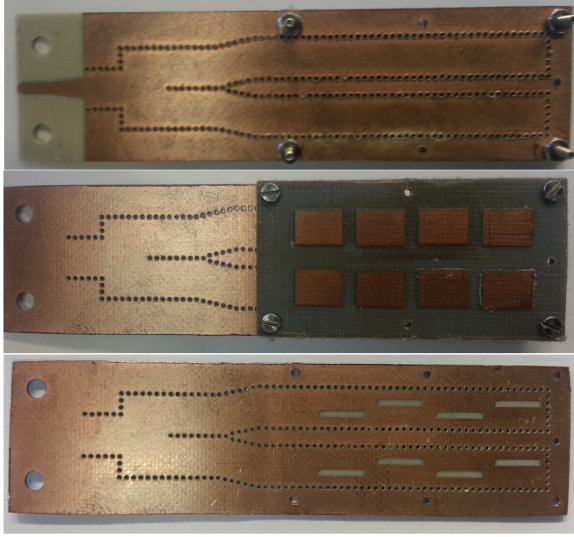


Fig. 2. Fabricated 2 $\times$ 4 antenna array (bottom, top and feeding network).

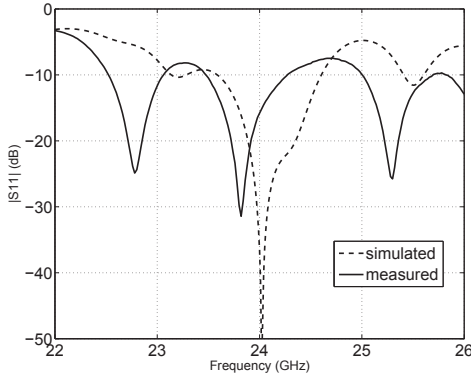


Fig. 3. Reflection coefficient at the input of the fabricated antenna array.

### III. CONCLUSION

In this paper, a 2 $\times$ 4 substrate integrated waveguide (SIW) antenna array formed by aperture-coupled microstrip patch antennas and operating at 24 GHz is presented. The antenna has been fabricated and measured showing a measured gain at broadside of 12.5 dB and a low sidelobe level.

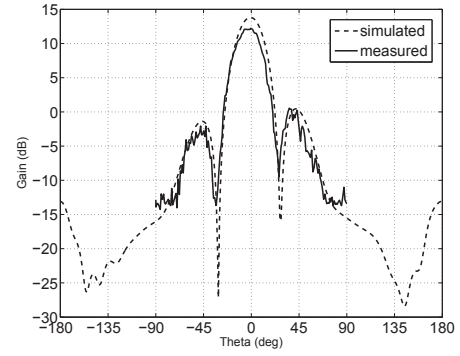


Fig. 4. Radiation pattern of the fabricated array (H-plane).

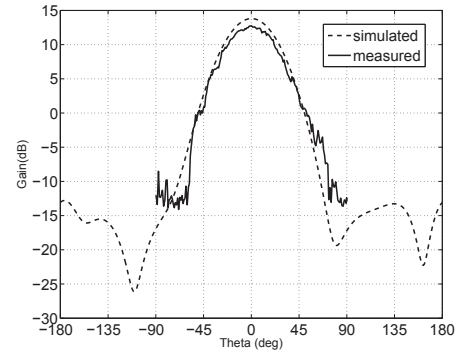


Fig. 5. Radiation pattern of the fabricated array (E-plane).

### ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Generalitat de Catalunya under grant 2014 SGR 1551 and by the Spanish Ministry of Economy and Competitiveness and FEDER funds through the project TEC2012-39143, and was carried out in the framework of COST Action IC1301 (WIPE).

### REFERENCES

- [1] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, 3rd ed., New York, NY, USA: Mc-Graw-Hill, 2009.
- [2] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas", *Inst. Elect. Eng. Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909920, June 2011.
- [3] T. Mikulasek and J. Lacik, "Microstrip patch antenna fed by substrate integrated waveguide", in *Proc. 13th ICEAA*, Turin, Italy, Sep. 2011, pp. 12091212.
- [4] W. M. Abdel-Wahab and S. Safavi-Naeini, "Wide-bandwidth 60-GHz aperture-coupled microstrip patch antennas (MPAs) fed by substrate integrated waveguide (SIW)", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 10031005, 2011.
- [5] N. Ghassemi and K. Wu, "High-efficient patch antenna array for E-band gigabyte point-to-point wireless services", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 12611264, 2012.
- [6] A.B. Guntupalli, T. Djerfai and Ke Wu, "Two-Dimensional Scanning Antenna Array Driven by Integrated Waveguide Phase Shifter", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3 pp. 11171124, 2014.
- [7] T. Mikulasek, A. Georgiadis, A. Collado, J. Lacik, "2 $\times$ 2 Microstrip Patch Antenna Array Fed by Substrate Integrated Waveguide for Radar Applications", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 12871289, 2013.
- [8] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., Wiley, 2005.